MANUALE PRATICO DI PROGETTAZIONE ELETTRONICA

Dr. Keats A. Pullen, Jr.

EDIZIONE ITALIANA

GRUPPO EDITORIALE JACKSON

MANUALE PRATICO DI PROGETTAZIONE ELETTRONICA

di
Dr. Keats A. Pullen, Jr.

GRUPPO
EDITORIALE
JACKSON

© Copyright per l'edizione originale 1979 di Dr. Keats A. Pullen Jr.
© Copyright per l'edizione italiana Gruppo Editoriale Jackson 1982

Il Gruppo Editoriale Jackson ringrazia per il prezioso lavoro svolto nella stesura dell'edizione italiana la signora Francesca Di Fiore, l'Ing. Roberto Pancaldi e l'Ing. Sergio Zannoli. Traduzione a cura di eds electronic data service - Bresso (MI).

Tutti i diritti sono riservati. Stampato in Italia. Nessuna parte di questo libro può essere riprodotta, memorizzata in sistemi di archivio, o trasmessa in qualsiasi forma o mezzo elettronico, meccanico, fotocopia, registrazione o altri senza la preventiva autorizzazione scritta dell'editore.

Prima edizione dicembre 1982

Stampato in Italia da:
S.p.A. Alberto Matarelli - Milano - Stabilimento Grafico

PREFAZIONE

Lo scopo di questo libro è di fornire al lettore un testo autodidattico per la comprensione dell'uso dei componenti attivi a semiconduttore. Il testo è orientato alla sperimentazione per mostrare la verifica delle caratteristiche descritte e come trarne vantaggio.

In aggiunta, mostra ciò che in un circuito dovrebbe essere rigorosamente controllato, e come raggiungere tale controllo.

Il lettore troverà utile eseguire almeno alcuni degli esperimenti descritti essendo i principi dimostrati fondamentali, malgrado questi a volte siano male interpretati da molti lavoratori del campo. Parte del motivo di questa cattiva interpretazione è dovuta al fatto che si richiede un'apparecchiatura di misura con caratteristiche di sensibilità molto spinte. E questo per assicurare che le misure fatte non alterino l'uso significativo del componente (in un transistore bipolare, misurazioni di corrente determinate da cadute di tensione V_{be}, base-emettitore, di circa 10 mV, possono cambiare la reale transconduttanza del transistore stesso di quasi il 30%). Questo manuale presume l'uso di uno strumento di misura digitale in grado di approssimare tale tipo di sensibilità.

Si è classificato il materiale capitolo per capitolo, cosicchè, mentre il lettore guadagna in conoscenza dei principi operativi e delle procedure, sarà in grado di scegliere i valori dei componenti in quelle parti del circuito dove le elaborazioni sono simili a quelle già studiate e analizzate. È particolarmente utile che questo approccio sia possibile, perchè significa che un'ordinata serie di passi condurrà generalmente ad una efficace elaborazione. Questi passi sono tipicamente:

- Scegliere un dispositivo di prova.
- Scegliere un valore di corrente di uscita del dispositivo.
- Determinare approssimativamente la transconduttanza risultante del dispositivo.
- Scegliere un valore della resistenza di carico R_L adatto per l'uso, tenendo presente l'importanza di limitare il guadagno di tensione.
- Scegliere un'alimentazione di tensione d'uscita più bassa compatibilmente con ciò che risulterà da un'opportuna serie di operazioni.
- Ricordarsi che la caduta di tensione nel circuito d'ingresso richiesta per mostrare una significativa non-linearità, è data da 0,026/K volt, dove K è l'efficienza di transconduttanza.
- Inserire la polarizzazione di tensione o di corrente richiesta per fornire la selezionata corrente di uscita e regolare come è necessario.
- Essere sicuri che il caricamento tra gli stadi non degradi il funzionamento del dispositivo e se ciò dovesse accadere, abbassare la resistenza d'uscita.

Basandosi su queste regole e sul modo in cui sono organizzati i capitoli, il lettore dovrebbe trovare facile prendere decisioni d'ingegneria circuitale, avvalendosi dell'uso di dispositivi come gli amplificatori. Il lettore è incoraggiato a fare questo basandosi sulle regole di prima.

La serie di passi elencata può dimostrarsi utile come "metodo di lavoro" per la progettazione o la regolazione sia con i transistori a effetto di campo che con i transistorori bipolari (e anche con i tubi elettronici). Una volta che questi passi sono stati appresi e portati a termine, la distorsione può essere determinata e ridotta tramite una controreazione d'emitter se richiesto.

Poichè questo libro è rivolto a persone che hanno almeno una modesta conoscenza di base d'elettricità elementare, ma molto poca di elettronica, sono stati inclusi i concetti necessari per sviluppare la conoscenza anche di questa materia. Parte di questo materiale è incluso nell'appendice, ma almeno un'analisi superficiale è inclusa nei Capitoli 1 e 7. Il Capitolo 1 indica la fisica di base implicata e dà uno schema dei contenuti del libro, mentre il Capitolo 7 è dedicato ad una varietà di problemi speciali che potrebbero altrimenti procurare difficoltà al lettore. Quest'ultimo Capitolo, è concepito senza richiedere essenzialmente alcuna esperienza addizionale in elettronica, in quanto tratta i raddrizzatori come interruttori approssimandoli a dispositivi perfettamente lineari e gli amplificatori come se lo fossero. Il lettore più esperto non avrà bisogno di studiare il Capitolo 7 nei dettagli, anche se può trovarvi molti punti interessanti. Invece un principiante in circuiti a semiconduttore può trovare lo studio del Capitolo 7 molto utile. Il materiale nell'Appendice è diretto a completare le informazioni per il lettore così come ad aiutarlo a preparare i dispositivi speciali richiesti onde ricavare il massimo di vantaggio dal contenuto del libro. Si spera che la maggior parte dei nostri lettori avrà piacere di "sporcarsi" le mani costruendo almeno alcuni dei lavori proposti in quanto l'esperienza si può dimostrare molto utile. L'autore spera che questo libro stimolerà il vostro interesse per i transistori e gli altri dispositivi a semiconduttore così da spingervi verso ulteriori informazioni sullo studio di realizzazioni circuitali con componenti allo stato solido.

KEATS A. PULLEN, JR.

SOMMARIO

CAPITOLO 1 - INTRODUZIONE **11**

Equazioni del quadripolo - Leggi e Teoremi - Fasori - Precisione con piccole variazioni - Sommario di questo libro - Le appendici.

CAPITOLO 2 - ELEMENTI LINEARI E NON LINEARI **21**

Obiettivi - Definizioni - Principi e Componenti elettronici - Resistenze lineari e non lineari - Diodi e raddrizzatori - Applicazioni dei raddrizzatori - Fenomeni di modo comune - Esperimenti: verifica della linearità relativa dei resistori - Relazione corrente/tensione di un diodo - Ulteriori prove sui diodi - Caratteristiche dei diodi in presenza di piccoli segnali - Effetti di immagazzinamento di carica - Cosa avete imparato?

CAPITOLO 3 - IL TRANSISTORE BIPOLARE **74**

Obiettivi - Definizioni - La natura dei dispositivi attivi - Alcune note introduttive - L'equazione del transistore (diodo) - Esperimenti: esecuzione del grafico delle caratteristiche di funzionamento tipiche di un transistore al silicio npn nella configurazione operativa ad emettitore comune - Curve caratteristiche in base comune per un transistore npn - Misurazione di alfa di piccolo segnale e di beta di piccolo segnale - Misurazione della transconduttanza del transistore - Il transistore come amplificatore - La risposta in frequenza di un amplificatore a transistore - Prove per differenze statistiche - L'uso della degenerazione di emettitore - Cosa avete imparato?

CAPITOLO 4 - CONFRONTI DI TRANSISTORI BIPOLARI DIVERSI E LORO APPLICAZIONI **145**

Obiettivi - Definizioni - Altri parametri fondamentali - Sviluppi incombenti - Velocità di diffusione e rumore - Effetti parassiti nei dispositivi - Curve caratteristiche statiche e l'analizzatore bipolare - La coppia Darlington - Guadagno di tensione e considerazioni di dissipazione - Funzionamento ad alta frequenza - Progetti di amplificatori - Amplificatori di potenza - Esperimenti: caratteristiche dei transistori bipolari - La transconduttanza dei transistori bipolari e le caratteristiche del guadagno di corrente - Gli effetti di resistenza intrinseca - Progettiamo un amplificatore! - Amplificatori ad accoppiamento a trasformatore - I principi degli amplificatori ad efficienza più alta - Collaudo di un amplificatore ad alta efficienza - Amplificatori accordati a transistori - Ulteriore trattazione sugli amplificatori accordati a transistori - L'amplificatore in classe C - Il moltiplicatore di frequenza in classe C - Sommario

CAPITOLO 5 - IL TRANSISTORE AD EFFETTO DI CAMPO 249

Obiettivi - Definizioni - Costruzione e funzionamento di un FET - Modi enhancement (riempimento) e Depletion (svuotamento) - Collaudo dei transistori ad effetto di campo - Esperimenti: rilievo delle caratteristiche dei FET - Valori di transconduttanza per FET tipici - Progetto di un circuito amplificatore - Le caratteristiche a correnti molto basse dei dispositivi FET - I dispositivi FET a gate isolato come amplificatore d'ingresso per oscilloscopi - L'amplificatore FET ad accoppiamento a resistenza - L'amplificatore FET ad accoppiamento a trasformatore - I dispositivi FET come amplificatori RF - Volete usare un transistore FET oppure un transistore bipolare? - Il dispositivo FET come un possibile amplificatore di potenza - Collaudo dei transistori ad effetto di campo - Cosa avete imparato?

CAPITOLO 6 - DISPOSITIVI SPECIALI 318

Obiettivi - Definizioni - Transistori unigiunzione - Raddrizzatori controllati al silicio - Interruttori controllati al silicio - I triac - I diodi trigger - I diac - Gli stabistor - Transistori unigiunzione programmabili - Riferimenti di tensioni - Esperimenti: caratteristiche di un transistore unigiunzionale - Il transistore unigiunzionale come generatore a dente di sega - Altre considerazioni sul transistore unigiunzione come generatore a dente di sega - Il raddrizzatore controllato al silicio - Un timer regolabile - Un allarme fotosensibile - Switch controllato al silicio - Impiego di un triac per controllare il flusso di potenza - Realizzazione di semplici generatori di tensione di riferimento - Cosa avete imparato?

CAPITOLO 7 - ALCUNI ARGOMENTI SPECIALI 371

Obiettivi - Definizioni - Misure di corrente e di tensione - Oscilloscopi a raggi catodici - Alimentatori - Generatori di forme d'onda (segnale) - Altri strumenti utili - La natura dei dispositivi attivi - Alcune considerazioni pratiche - Componenti necessari - Taratura degli oscillatori - Varie - Esperimenti: collaudo di un trasformatore - Ulteriori prove sul trasformatore - Impiego di un regolatore di tensione - Ulteriori prove con i regolatori - Prove sul generatore di segnale - Misure di angoli di fase con le figure di Lissajous - Misure di frequenze d'angolo - Proprietà di un induttore - Prove su un trasformatore d'interstadio - Alimentatore a scala - Sommario.

APPENDICE A - IL MODELLO DI EBERS - MOLL PER UN DISPOSITIVO ATTIVO 437

APPENDICE B - ALCUNI CIRCUITI UTILI 441

Il "recti-reger" - Il trans - alimentatore - Il T-D-Tester - Il tester di FET - Milli micro amperometro e voltmetro ultrasensibili - Un tester per tensione sweep di collettore - Un set di prova per raddrizzatori a diodi trigger o zener - Voltmetri digitati - Circuiti di sviluppo.

APPENDICE C - STRUMENTI STANDARD E COMPONENTI UTILI 455

L'oscilloscopio - Volt-ohm-milliaperometro - Oscillatori audio - Generatori di segnale e contatori di frequenza - Ulteriori note sugli alimentatori - Componenti discreti.

APPENDICE D - ESPERIMENTI UTILI ADDIZIONALI **463**

Effetti di "colpo induttivo" - Collaudo dei diodi Tunnel o Esaki - Amplificatore ad accoppiamento di emettitore - L'amplificatore cascode - L'amplificatore Darlington - Esperimenti: l'esperimento di colpo induttivo - Collaudo del diodo Tunnel o Esaki - L'interruttore a diodo trigger - L'amplificatore ad accoppiamento di emettitore - L'amplificatore ad accoppiamento di emettitore come oscillatore - L'amplificatore ad accoppiamento di emettitore come mixer o modulatore - L'amplificatore a transistore cascode - L'impiego dei circuiti composti Darlington.

APPENDICE E - LA CARATTERIZZAZIONE DEI DISPOSITIVI ATTIVI **499**

Transistori Bipolari - Transistori ad effetto di campo - Altri dispositivi - Parametri per dispositivi di commutazione.

CAPITOLO 1

INTRODUZIONE

Lo scopo di questo libro è di aiutare hobbisti, dilettanti, sperimentatori, studiosi ed ingegneri le cui principali attività sono diverse dall'elettronica a sviluppare una comprensione dei circuiti elettronici. Questo li metterà nella condizione di raggiungere una certa confidenza con i transistori ed i dispositivi attinenti, assicurando perciò i risultati desiderati quando si lavora con i circuiti elettronici. Fornirà anche una comprensione di base che permetterà uno studio molto più semplice di altri libri di elettronica. Il fine di questo libro è di fornire spiegazioni semplici, ma valide, del modo in cui lavorano i dispositivi allo stato solido, sul come dovrebbero essere usati e consolidare queste spiegazioni con esperimenti che possono essere eseguiti dal lettore stesso, in modo da verificare che le esposizioni sono corrette. Con questo in mente, nel libro si troveranno spazi per i calcoli e commenti. Si troveranno anche schede tabulari e grafiche. Queste possono essere usate per registrare e/o tracciare i dati che avrete ottenuto eseguendo test ed esperimenti.

In questo capitolo è esposto un breve sommario degli obiettivi di ogni Capitolo e delle Appendici. A questo riguardo possono essere particolarmente presi in considerazione i contenuti di questo capitolo e del Capitolo 7. Alcuni lettori farebbero bene a studiare questi capitoli prima di inoltrarsi nel "labirinto" dei dispositivi non lineari e delle loro applicazioni. Le prime parti di questo Capitolo sono dedicate ad aiutare il lettore, la cui sola conoscenza dell'elettricità è limitata alla legge di Ohm, ad estendere quella conoscenza a semplici reti ed alla formula inversa della legge di Ohm.

Le reti più semplici hanno, separati, morsetti di ingresso (input) e di uscita (output), o, come anche si dice, "porte", nella più recente accezione. La formula inversa della legge di Ohm dice che il flusso di corrente in un circuito è il prodotto di una conduttanza (inverso di una resistenza) per la tensione applicata. Quest'ultima forma della legge di Ohm è di vitale importanza nell'elettronica, poichè la variabile indipendente è la tensione, mentre la variabile controllata è la corrente.

Dunque molti lettori sono invitati a leggersi il Capitolo 7 prima di studiare il libro in ogni dettaglio. Il Capitolo 7 considera alcuni importanti problemi di misura che si incontrano con dispositivi allo stato solido, e spiega semplici metodi per prendersene cura nei circuiti pratici. Dove sono utilizzati i diodi, questi sono trattati come interruttori. I transistori sono trattati similarmente come amplificatori ideali per rendere pratica la considerazione per quei lettori abituati ad un tale

approccio. Nell'appendice B sono inclusi alcuni ulteriori dettagli di costruzione per i circuiti speciali usati.

Il resto dei capitoli del libro trattano dal confronto delle differenze dei resistori, sia lineari che estremamente non-lineari, sino ai vari tipi di transistori (basati sulle loro proprietà di resistenza non-lineare). Alcune complesse combinazioni addizionali di elementi di resistenze non-lineari completano i capitoli che trattano dei dispositivi a semiconduttore. Questi elementi di resistenza non lineare generano caratteristiche particolarmente interessanti per lo studente che si interessa di computer e di sistemi di controllo basati su esso.

In questo libro si troveranno spiegati dei concetti che raramente lo sono nei normali libri di testo. Tali concetti sono sostenuti da esperimenti che ne dimostrano nei fatti la validità. Si scoprirà che questi sono importanti nell'applicazione pratica dei dispositivi attivi. Una delle importanti conseguenze dell'approccio qui usato, è che tale "metodo" conduce ad una spiegazione verificata dalle operazioni che i dispositivi allo stato solido eseguono sui segnali. Ciò può risultare da una migliore comprensione e può condurre ad una maggiore facilità nel modo di trattare i dispositivi ed i loro circuiti.

In questo capitolo si troverà un breve esame dei fondamenti basilari necessari nel corso del libro. Questo esame preliminare è seguito nei rimanenti capitoli ed appendici, da un approfondimento. Si presuppone, in questo capitolo, la conoscenza, almeno generale, della maggior parte dei fondamenti. Perciò la spiegazione sarà breve, ed allo stesso tempo chiarificatoria, di alcuni punti che sono raramente spiegati bene (alcuni dei punti sono generalmente completamente ignorati). Per esempio, deve essere presupposta una conoscenza basilare della legge di Ohm, ma la sua forma inversa può richiedere qualche chiarimento, là dove la corrente è data in termini di conduttanza e di tensione.

EQUAZIONI DEL QUADRIPOLO

Sono molto importanti sia l'estensione della legge di Ohm ad un circuito avente due tensioni e due correnti, che la forma inversa di conduttanza. Assumono le forme (vedere la Fig. 1-1):

$$E_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$
$$E_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \qquad \text{(Eq. 1-1)}$$

$$I_1 = Y_{11} E_1 + Y_{12} E_2$$
$$I_2 = Y_{21} E_1 + Y_{22} E_2 \qquad \text{(Eq. 1-2)}$$

Quando le equazioni 1 e 2 rappresentano circuiti aventi solo resistenze, conduttanze, induttanze, capacità, o altri dispositivi passivi, risulta $Z_{12} = Z_{21}$ e $Y_{12} = Y_{21}$. Quando sono inclusi i dispositivi attivi questi termini possono non essere uguali. Queste equazioni si dice rappresentino le reti a quadripolo ideali, o reti aventi

morsetti separati di ingresso (input) e di uscita (output). Tipicamente hanno almeno tre morsetti. La soluzione di queste equazioni per circuiti che includono i transistori ed altri dispositivi di tipo ammettenza è lo scopo dei capitoli che seguono, ma la matematica sarà evitata per quanto possibile.

Fig. 1-1. Rappresentazione di una rete a due porte.

Il simbolo R sarà spesso usato per Z dove la reattanza è relativamente non importante, e il simbolo G sarà usato per Y dove la suscettanza non è importante. Sarà usato il termine immettenza quando parliamo dei concetti di impedenza ed ammettenza senza voler distinguere tra loro.

LEGGI E TEOREMI

Le leggi di Kirchhoff

Usando la configurazione di rete a 2 porte è possibile evitare l'uso delle leggi di Kirchhoff. Questo ci permette di risolvere i nostri problemi con l'aiuto della legge di Ohm in una delle sue forme e ci permette anche di evitare l'uso dei teoremi di Thevenin e di Norton. Questi teoremi possono essere molto utili se applicati propriamente, ma è molto facile applicarli in modo improprio. L'accostamento che noi faremo può essere inteso come basato sulla *Matrice indefinita di ammettenza*, che è una forma specializzata delle leggi di Kirchhoff. In effetti, ciò di cui si ha maggiormente bisogno è il concetto fondamentale e possono essere evitate quasi tutte le manipolazioni algebriche. Coloro che sono interessati ad ulteriori dettagli sulla matematica, possono trovare utili altri libri dell'autore. Possono anche rivolgersi a normali testi sulla teoria dei circuito.[1,2]

La legge di Kirchhoff per le Tensioni

Dove gli elementi di circuito sono collegati in serie (in una forma circolare) e non ci sono altri punti di entrata lungo l'anello, la corrente in ogni elemento sarà la stessa di ogni altro elemento. In questo caso la tensione totale sarà il prodotto della corrente comune moltiplicata per la somma della resistenza o della impedenza. Dove ci sono prese tra i dispositivi e dove le correnti non hanno bisogno

1. Pullen, K.A., *Theory and Application of Topological and Matrix Methods,* (Rochelle Park: Hayden Book Co., Inc.,)
2. Van Valkenburg, M.E. *(Network Analysis*, (Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc.,)

d'essere identiche, la somma algebrica delle tensioni individuali darà la tensione totale. Questa relazione è nota come la Legge di Kirchhoff per le Tensioni. Ha una forma speciale per i circuiti in corrente alternata (ac oppure ac) nota come la forma a *fasore*. I fasori saranno introdotti più avanti.

Legge di Kirchhoff per le Correnti e Piccole Variazioni

La Legge di Kirchhoff per le Correnti dice che la somma algebrica delle correnti che scorrono in un punto di collegamento chiamato *nodo*, deve essere uguale a zero. Un transistore ne rappresenta un esempio, è una giunzione infatti nella quale la maggior parte della corrente che scorre in un conduttore termina nell'altro, con solo una piccola corrente che scorre nel terzo conduttore. La Legge di Kirchhoff per le Correnti può essere scritta sotto forma di equazione come:

$$I_1 + I_2 + I_3 + \ldots\ldots = \Sigma I_j = 0 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \text{(Eq. 1-3)}$$

in accordo con la esposizione della legge fatta sopra.

L'applicazione di questa legge ed il fatto che una corrente è molto più piccola delle altre due, ha una importante relazione sugli argomenti presentati in questo libro, come il beta del transistore, o guadagno di corrente, che è una funzione di questa differenza. Sarà fatto un tentativo per evitare per quanto possibile l'uso di parametri i cui valori sono basati sulle piccole variazioni dei grandi numeri. Quando ciò non è possibile si avranno delle complicazioni. Fortunatamente questo è evitato in modo relativamente facile con i transistori.

Teorema di Thevenin

Questo teorema afferma che un generatore di tensione equivalente con impedenza interna in serie può essere usato nella rappresentazione di una rete come sorgente di energia per altre reti. In questa forma, il teorema di Thevenin è molto più restrittivo di quanto sia ritenuto normalmente poichè spesso si ottengono elementi di reti in serie fisicamente non realizzabili, da usare con la sorgente di tensione. In più, la stessa sorgente di tensione può anche essere fisicamente non realizzabile. (In una rete fisicamente realizzabile, si troverà che i valori degli elementi resistivi e reattivi non sono considerati essere funzioni matematiche della frequenza applicata). Anche una configurazione semplice come il circuito di ingresso della base di un transistore, che nella forma più semplice consiste di una resistenza, una conduttanza ed una capacità, è irrealizzabile in questo senso. Per questa ragione non viene richiesto di conoscerlo meglio o di cercare d'usarlo.

Teorema di Norton

Questo teorema è la forma inversa del teorema di Thevenin, in quanto afferma che un generatore di corrente in parallelo con un'ammettenza può essere usato per rappresentare una rete in relazione ad un'altra rete. Anche questo teorema è

rappresentare una rete in relazione ad un'altra rete. Anche questo teorema è molto più restrittivo di quanto sia ritenuto normalmente poichè è comune incontrare reti equivalenti che sono fisicamente non realizzabili a causa di elementi i cui valori sono dipendenti dalla frequenza. Entrambe le rappresentazioni sono finzioni matematiche.

FASORI

Troverete che il termine *fasore* è usato abbastanza spesso quando si parla di circuiti che comprendono correnti alternate e quando si usano combinazioni di induttanza-resistenza e/o di capacità-resistenza. Un fasore viene coinvolto quando un circuito ha un elemento che è capace di dissipare energia e ha anche un elemento che è capace di accumulare energia e reimmetterla nel circuito. (Lo stesso elemento può essere capace di fare entrambe le cose). Ciò porta a far sì che tensione e corrente raggiungono i loro rispettivi massimi in tempi diversi. Perciò esiste una differenza di fase tra la tensione e la corrente. Questa differenza porta all'uso di una rappresentazione con fasori e di un diagramma di fasori.

Come si ricorderà quando le resistenze sono collegate in parallelo, la conduttanza totale è la somma delle singole conduttanze. Questo porta alla formula:

$$\frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots := \Sigma \frac{1}{R_j} \qquad \text{(Eq. 1-4)}$$

L'applicazione corretta delle leggi di Kirchhoff porterà automaticamente a questo risultato. Come l'equazione di resistenze in serie può essere estesa ad impedenze in serie, l'equazione di resistenze in parallelo può essere estesa ad impendenze in parallelo. Quindi risulta che l'ammettenza totale è la somma dei fasori delle ammettenze parallele, dove una ammettenza è una somma dei fasori di una conduttanza e di una suscettanza.

PRECISIONE CON PICCOLE VARIAZIONI

Con un *buon* transistore è essenziale che sia molto piccola la corrente nel terminale di base, con il risultato che la maggior parte del flusso di corrente è tra l'emettitore ed il collettore. Se la precisione con cui devono essere misurati I_c e I_e è di "y" per cento (per ottenere la precisione "x" per cento con I_b), è necessario che la precisione per misurare "y" soddisfi l'equazione:

$$y = \frac{x}{(1 + 2\beta)} \qquad \text{(Eq. 1-5)}$$

dove,

β (Beta) è il guadagno di corrente del transistore.

Inoltre, per determinare la corrente di base (con il 10% di precisione) per un transistore avente un guadagno di corrente di circa 100 è necessario misurare entrambe le correnti di emettitore e di collettore con una precisione di circa 10/201, cioè 0,0498%. Inutile dire che è un po' poco pratica.

Sfortunatamente il β è estremamente dipendente dal valore di I_b, poichè è una derivata rispetto ad esso. Siccome il "tempo di vita" dei portatori di carica minoritari nel transistore controlla largamente il valore di I_b, e non può essere un valore ben definito, la gamma dei valori di β forniti sui data sheet (specifiche tecniche) dei transistori è molto ampia. In breve β è un parametro appartenente alla classe delle piccole variazioni di grandi numeri. Questo dovrebbe essere tenuto a mente ogni volta che viene usato il β del transistore per scopi di selezione o studio.

SOMMARIO DI QUESTO LIBRO

Il Capitolo 2 è orientato allo sviluppo delle idee fondamentali delle differenze tra le resistenze lineari che sono usate ampiamente in elettronica e le resistenze altamente non lineari che sono le basi per i dispositivi allo stato solido. Come sarà mostrato più tardi, questi ultimi dispositivi hanno una relazione esponenziale tra la tensione e la corrente. Questo rapporto prende la forma generale[3]:

$$\begin{aligned} I &= I_s \exp [(q/KT)\, V] \\ &= I_s \exp (\Lambda\, V) \end{aligned} \qquad \text{(Eq. 1-6)}$$

dove,

V è la variabile indipendente: tensione,
I è la variabile dipendente[4]: corrente.

Questo tipo di relazione richiama l'uso della legge di Ohm nella forma di conduttanza:

$$I = GV \qquad \text{(Eq. 1-7)}$$

dove la conduttanza G (nei circuiti semplici) è l'inverso della resistenza R (usata nella forma standard della legge di Ohm). La validità delle equazioni precedenti è

3. L'exp (x) significa elevare 2,71828 ... alla potenza "x"
exp (x) = e^x e = 2,71828...
4. La caratteristica significativa di una relazione esponenziale è che il valore di una variabile può essere ripetutamente raddoppiato o dimezzato tramite una variazione fissata nell'altra variabile. Infatti la corrente del dispositivo può essere raddoppiata o dimezzata tramite una variazione di circa 0,018 Volt.

il problema che deve essere risolto nel Capitolo 2. Per questa ragione, gli esperimenti con vari tipi di diodi e di raddrizzatori sono di vitale importanza per prepararvi ad esperimenti con dispositivi a transistori. Le relazioni scoperte sono importanti quando si considerano anche transistori ad effetto di campo, sebbene là siano richieste delle modificazioni.

Poi, il Capitolo 3 è il primo di due capitoli che esaminano ed applicano le caratteristiche dei transistori bipolari. Qui l'interesse è primariamente limitato alle proprietà di un tipo di dispositivo, il transistore al silicio npn. Alcune tecniche fondamentali sono sviluppate per adattare i dispositivi nei circuiti che li utilizzeranno efficacemente. Si mostrerà che la conduttanza di entrata e la conduttanza diretta (o transconduttanza) dei vostri dispositivi obbediscono all'Equazione 1-6. Il guadagno di corrente ha poca importanza in questa equazione tranne il fatto che dà una indicazione delle grandezze relative di I_b e I_c. Per il fatto che il transistore ideale obbedisce alla Equazione 1-6, ogni conduttanza in derivazione o capacità può essere unita direttamente alla appropriata ammettenza del transistore come un termine aggiuntivo, facendo talvolta apparire la relazione non lineare (vedere i termini aggiuntivi di questo tipo in Appendice A - I_{bo} e I_{co}). Per questo motivo i prossimi importanti elementi che cambiano le proprietà di un transistore ideale devono essere impedenze in serie. Queste appaiono come le varie resistenze intrinseche.

Gli scopi del Capitolo 4 sono doppi - stabilire la relazione tra i transistori npn e pnp, sia al germanio che al silicio, e sviluppare in dettaglio le caratteristiche di questi dispositivi mentre interagiscono in circuiti tipici.

Vi sarà chiesto di montare molti di questi dispositivi sul vostro banco da lavoro e di misurare le loro proprietà, così da verificare che è corretto quello che vi è stato detto. Troverete che questo capitolo fornisce spiegazioni, in termini semplici, di molti dei fenomeni che si incontrano con i dispositivi a semiconduttore. È di particolare importanza l'effetto del guadagno di tensione sulle proprietà di un circuito, e per quale ragione è molto più significativo nella determinazione delle proprietà di un circuito di quanto non lo sia il β. È messa in evidenza l'importanza che una limitazione sul guadagno di tensione può avere sulla riduzione di potenza dissipata e sulla migliorata affidabilità. Viene spiegata la relazione di transistori verso circuiti accoppiati a trasformatore e circuiti accordati.

Nel Capitolo 5 la discussione è estesa ai transistori ad effetto di campo (FET). Questi dispositivi hanno similitudini significative con i dispositivi bipolari, ma anche significative differenze. Sono dei dispositivi a cariche "*maggioritarie*", non dei dispositivi a cariche "*minoritarie*". Inoltre non assorbono corrente dal terminale equivalente alla base dei dispositivi bipolari. Comunque, ci può essere corrente di carica e corrente di perdita con alcuni di questi dispositivi. Questo capitolo sviluppa un quadro completo delle similitudini e delle differenze dei FET rispetto ai transistori bipolari, e poi mostra come i principi sviluppati per i dispositivi bipolari possano essere estesi all'applicazione dei transistori FET. Ciò è reso possibile principalmente dalla accettazione del fatto che entrambi i disposi-

tivi sono controllati a transconduttanza. Il concetto della efficienza della transconduttanza è importante con questi dispositivi, e perciò è sviluppato in dettaglio.

Esiste una maggiore varietà di dispositivi FET rispetto ai dispositivi bipolari. Oltre ai tipi a diodo (che possono avere sia canali P che canali N), esistono anche dispositivi a gate isolato. Ci sono dispositivi del tipo enhancement (arricchimento, che richiedono una polarizzazione in senso diretto per farli funzionare) e dei dispositivi del tipo depletion (svuotamento, che devono essere polarizzati in senso inverso per il loro funzionamento). In più ci sono dispositivi FET laterali e dispositivi FET verticali.

Il montaggio di un circuito per dispositivi FET è basato su due differenti set di condizioni - se il dispositivo selezionato ha un canale di tipo P o un canale di tipo N, e se opera nel modo ad arricchimento (enhancement) o nel modo a svuotamento (depletion). È importante notare quello che deve essere il livello di ammettenza d'ingresso relativa così che può essere fatta una selezione tra FET a diodi e le varie classi di IGFET. Questi vengono spiegati nel corso di questo Capitolo per mostrare quali sono le proprietà dei vari dispositivi, nei circuiti tipici assieme a numerosi circuiti sperimentali.

Il Capitolo 6 è dedicato alla valutazione delle proprietà di alcuni dei dispositivi speciali che possono essere basati su strutture simili ai transistori. Questi sono principalmente dei dispositivi di tipo interruttore, anche se sono considerati alcuni speciali dispositivi limitanti. La discussione è diretta principalmente alle caratteristiche di questi dispositivi con solo una limitata trattazione dei principi operativi. Anche qui è inclusa una serie di esperimenti per aiutare a sviluppare una chiara comprensione del comportamento dei dispositivi in un circuito.

Per finire, il Capitolo 7 è rivolto alla varietà dei particolari problemi di misura che si incontrano quando si fa una valutazione dei vari dispositivi studiati. Potreste trovare utile leggere fino alla fine tutti i capitoli e poi prepararvi a fare test e misure. D'altra parte, se volete iniziare leggendo il Capitolo 7, esso è stato scritto in maniera tale che può essere consultato "autonomamente".

I problemi di misurazioni che si incontrano coi transistori bipolari, in particolare, sono veramente unici, e sarebbero difficili da maneggiare efficacemente senza molti degli strumenti discussi nel Capitolo 7. Per esempio, una resistenza in un circuito di emettitore di un transistore bipolare, sulla quale si abbia una caduta di soli 18 mV, può ridurre la reale transconduttanza di un transistore a metà del suo valore originale. Ciò significa che dovete essere in grado di misurare, con ragionevole precisione, variazioni di tensione così piccole come pochi millivolt. Infatti, una variazione di 18 mV nella tensione di base di un transistore bipolare può raddoppiare o dimezzare la corrente attraverso il dispositivo. Inoltre a causa della quantità significativa di corrente assorbita dalla base di un transistore e dalla sua variabilità, il funzionamento di un amplificatore accoppiato a trasformatore può essere interessato dalla polarità che è scelta per il carico collegato al secondario del trasformatore. Queste caratteristiche uniche pongono anche alcune particolari

restrizioni all'uso di un oscilloscopio a raggi catodici. Perciò è necessaria una certa discussione su questo argomento.

Il Capitolo 7 tratta le caratteristiche richieste per molti degli strumenti che sono usati nel lavoro sperimentale. Include anche alcuni consigli sul come costruire alcuni degli strumenti. Vengono inoltre indicati gli strumenti già esistenti o componibili (kit). Probabilmente i problemi più seri si verificano per procurarsi economicamente, i tipi corretti di alimentatori e strumenti di misura. In entrambe queste aree, gruppi di campioni sono stati costruiti e provati per verificare la loro utilità.

LE APPENDICI

Le varie appendici forniscono utili informazioni che variano da una derivazione semplificata di alcune delle equazioni di Ebers-Moll per il transistore bipolare tramite strumenti ed altri componenti che troverete utili. Parte di questo materiale sarà sovrabbondante, ma può essere utile averlo in una posizione specifica con scopi di riferimento.

Nell'Appendice A, una derivazione delle equazioni che mostrano l'importanza della relazione di transconduttanza è sviluppata dalla formula semplificata delle equazioni di Ebers-Moll. Da questo sono generate le equazioni per il guadagno di tensione, la tensione di alimentazione di uscita e relazioni simili. Queste equazioni di base possono essere sviluppate dalle equazioni della matrice indefinita di ammettenza anche per un dispositivo attivo a due terminali. È chiaro dai risultati che sia la corrente di entrata che la corrente di uscita per dispositivi attivi allo stato solido sono dipendenti dai segnali di tensione di entrata e uscita, con la dipedenza primaria dal segnale di tensione d'entrata. Con un buon transistor i risultati non dipendono dalla corrente di alimentazione in uscita.

L'Appendice B presenta alcune ulteriori informazioni sugli argomenti discussi nel Capitolo 7, concentrandosi su dispositivi, schemi circuitali e suggerimenti di costruzione. Potreste voler costruire alcuni di questi in forma permanente mentre altri su schede senza saldature (basetta o breadboard). Queste apparecchiature sono state costruite, provate e verificate.

L'Appendice C tratta di alcuni fra gli strumenti che voi con più probabilità potrete comperare, possibilmente sotto forma di kit, piuttosto che costruirli da zero. In alcuni casi, avrete diverse scelte. Inoltre, è inclusa una estesa lista di tutti i componenti di cui potreste aver bisogno. Potrete procurarveli un po' alla volta o tutti subito.

L'Appendice D include alcuni interessanti esperimenti da aggiungere a quelli dati nel corso dei capitoli. L'autore può assicurarvi che tutti i circuiti sono utili, avendoli egli stesso usati tutti.

L'Appendice E tratta ulteriormente della caratterizzazione dei dispositivi elettronici. È un peccato che molto del materiale di applicazione fornito in questo libro non fosse stato disponibile per anni nè nelle pubblicazioni nè nelle riviste hobbistiche poichè è di notevole aiuto.

CAPITOLO 2

ELEMENTI LINEARI E NON LINEARI

Lo scopo di questo capitolo è di sviluppare una comprensione delle proprietà nascoste che sono vitali per i tipi attuali di dispositivi attivi, di natura intrinsecamente non lineare. Troverete utile esaminare le proprietà di dispositivi che sono relativamente lineari, e quelli che non sono lineari. Vorrete anche scoprire quali proprietà sono stabili e sicure, come potete trattare le non linearità in maniera da minimizzare i loro impatti deleteri nei confronti dei vostri compiti, non importa quali possano essere. Supporremo che voi capiate che gli elementi non lineari hanno considerevoli similarità con gli interruttori e che possono spesso essere rappresentati come interruttori. In questo capitolo scoprirete il perchè, e imparerete anche come potete rappresentare queste proprietà in una maniera più precisa e significativa.

OBIETTIVI

Dopo aver studiato questo capitolo e compiuto gli esperimenti capirete le differenze tra le resistenze lineari e non lineari (particolarmente i dispositivi a semiconduttore), ed alcune limitazioni in ciascuna. Sarete in grado di descrivere e spiegare ciò che segue:

1. Le proprietà delle resistenze lineari.
2. Come sono stabiliti i valori di resistenza.
3. I fattori che possono causare il cambiamento dei valori di resistenza.
4. Le caratteristiche dei dispositivi semiconduttori non lineari.
5. Una piccola storia dei dispositivi non lineari.
6. L'importanza di (q/kT) per i dispositivi non lineari ed a semiconduttori.
7. La ricerca dei carichi ottimali per i diodi
8. La natura della linearizzazione a tratti.
9. La natura dei raddrizzatori controllati al silicio (SCR).
10. La natura dei dispositivi ad immettenza negativa.
11. Circuiti raddrizzatori tipici.

Eseguirete molti esperimenti orientati a dimostrare il significato di questi punti.

DEFINIZIONI

Nello studio di questo capitolo avrete bisogno di capire i seguenti termini:

Lineare (linear) — Una relazione è lineare quando una risposta ad una forza di qualche tipo è direttamente proporzionale alla forza iniziale.

Teorema della sovrapposizione (superposition Theorem) — Un teorema fondamentale dei sistemi lineari afferma che se una serie di azioni in ingresso è applicata al sistema, la risposta totale del sistema può essere ottenuta facendo la sommatoria delle risposte individuali ad ognuna delle azioni.

Variante in modo lineare rispetto al tempo (linear-time-variant) — Un sistema variante in modo lineare rispetto al tempo è tale che ad ogni istante si comporta in modo lineare, ma nel quale il comportamento ad istanti diversi nel tempo, risponderà differentemente alla stessa entrata in funzione di qualche influenza esterna.

Non lineare (non linear) — Un elemento non lineare è tale che la sua risposta cambia drasticamente e non proporzionalmente rispetto alla forza attivante. Cioè in un dispositivo non lineare, una piccola variazione in un parametro può ripetutamente raddoppiare o dimezzare il valore di un altro parametro.

Linearizzazione a tratti (piecewise linearization) — La linearizzazione a tratti è il processo di rappresentare una relazione non lineare in termini di una serie di relazioni lineari spaziate lungo un contorno non lineare. Generalmente questo è fatto in termini di tre o quattro valori possibilmente, ma è meglio farlo in termini delle caratteristiche operanti ad una serie di punti distinti. A questi punti, la variazione del parametro non lineare da punto a punto è sull'ordine del 10 - 20%. Questo mette in grado di maneggiare il dispositivo come se fosse debolmente non lineare, piuttosto che grossolanamente non lineare.

Immittenza (immittance) — Un termine usato per includere sia il concetto di impedenza che il concetto di ammettenza. Tale termine collettivo è molto utile a causa della relazione reciproca tra i due concetti.

Resistore, resistenza (resistor, resistance) — Un resistore fisico è un dispositivo capace di impedire il flusso di corrente elettrica generando, di conseguenza una tensione e dissipando energia. La resistenza è la misura della sua proprietà di impedire il flusso della corrente.

Condensatore, capacità (capacitor, capacitance) — Un condensatore è un dispositivo fisico capace di immagazzinare energia elettrica in una forma statica o di energia potenziale. La capacità è la misura della sua proprietà di immagazzinare energia elettrica.

Induttore, induttanza (inductor, inductance) — Un induttore è un dispositivo fisico capace di immagazzinare energia nella forma di un campo magnetico. L'induttanza è la misura della sua capacità ad immagazzinare energia in questa forma.

Oscilloscopio a raggi catodici (cathode-ray oscilloscope) — Un oscilloscopio è un dispositivo che può fornire una rappresentazione visiva del comportamento di un segnale elettrico, sia rispetto ad un altro segnale che rispetto al tempo. È uno degli strumenti più utili a disposizione delle persone che lavorano nei settori dell'elettronica e dei calcolatori elettronici.

Alimentatore elettronico (power supply) — È la fonte di energia elettrica necessaria per far funzionare un circuito. Un alimentatore elettronico può consistere di batterie, o può consistere di un gruppo di componenti che sono capaci di cambiare l'energia elettrica della rete di distribuzione commerciale (Enel) in una forma che può essere usata da un circuito.

Corrente alternata (alternating current) — Una corrente che cambia polarità periodicamente. È abbreviata con ca oppure ac.

Trasformatore (transformer) — È un dispositivo per l'uso in corrente alternata che rende possibile il cambio della grandezza del livello di tensione. Consiste di due o più avvolgimenti accoppiati tramite un nucleo magnetico. Normalmente non c'è collegamento elettrico diretto tra gli avvolgimenti.

Trasformatore variabile (variable transformer) — A volte viene chiamato Variac®. È un trasformatore che ha un solo avvolgimento ed una presa, la cui posizione può essere variata attraverso l'avvolgimento, da un estemo all'altro. Può fornire una tensione variabile uniformemente da circa zero al massimo fornito dalla linea ad alta tensione.

Presa di centro (center tap) — È un conduttore addizionale collocato al centro di un avvolgimento di un trasformatore per permettere l'uso dell'una o dell'altra metà dell'avvolgimento, oltre all'avvolgimento completo, come una fonte di tensione.

Generatore di segnale (signal generator) — È un dispositivo capace di produrre alcuni tipi speciali di segnali elettrici richiesti per scopi di prova con equipaggiamenti elettronici. La maggior parte dei generatori di segnali generano segnali sinusoidali, segnali ad onda quadra, segnali a dente di sega, o alcune combinazioni di questi. L'ampiezza o la frequenza del segnale può essere variata.

Oscillatore (oscillator) — Generalmente un oscillatore è una forma semplificata di un generatore di segnale. Di solito è qualcosa di meno preciso nelle sue caratteristiche operative e può anche non avere una grande flessibilità.

Dispositivo passivo (passive device) — È un dispositivo che è incapace di fornire energia in qualsiasi modo.

Dispositivo attivo (active device) — È un dispositivo che può accettare un segnale di controllo ed aumentare la propria ampiezza e potenza totale ottenibile.

Diodo (diode) — Un diodo è un dispositivo che conduce l'elettricità più fortemente in una direzione che nell'altra (una relazione non lineare). I diodi tipici hanno una caratteristica intrinseca che è esponenziale di natura, in quanto la corrente di uscita è una funzione esponenziale della tensione applicata:

$$I = I_S \exp (qV/kT) \qquad \text{(Eq. 2-1)}$$

dove,

I_S è una corrente di riferimento chiamata corrente di saturazione,
exp indica che 2,71828 deve essere elevato alla potenza indicata nelle parentesi,
q è la carica sull'elettrone,
V è la tensione applicata,
k è la costante di Boltzman,
T è la temperatura assoluta.

Raddrizzatore (rectifier) — Un raddrizzatore è un diodo designato a maneggiare energia piuttosto che produrre l'elaborazione di piccoli segnali. Obbedisce alla stessa equazione come un diodo ordinario, ma ha limitazioni per le applicazioni nell'elaboratore di segnali. Può generalmente resistere a una tensione maggiore di quanto non lo possa un diodo.

Diodo ad interruttore (switching diode) — Questo è un diodo designato a commutare rapidamente, tuttavia ha una corrente di fuga estremamente piccola nella direzione inversa. Ha anche una capacità molto piccola e una grande conduttanza diretta, che gli dà una risposta in alta frequenza molto buona.

Diodo Schottky (Schottky diode) — Questi diodi sono simili ai diodi ad interruttore. Richiedono solo una tensione di polarizzazione piccola in modo anormale per raggiungere la conduzione. Hanno anche un effetto di immagazzinamento di carica estremamente piccolo.

Diodo snap (snap diode) — Questo è un tipo di diodo che ha una scarica della carica immagazzinata enormemente rapida. Può essere usato efficacemente come un moltiplicatore di frequenza.

Diodo trigger (trigger diode) — Questo è un diodo che va in interdizione o conduce a una tensione ridotta dopo l'applicazione di una tensione un poco più alta. Viene impiegato tipicamente per il comando di SCR (silicon-controlled rectifier).

Diodo a punto di contatto (point-contact diode) — Un diodo a punto di contatto è la versione moderna del rivelatore a cristallo galena, che fu uno dei primi rivelatori di segnali radio. Consiste di una punta di conduttore molto fine ed aguzza posta a contatto con un piccolo pezzo di semiconduttore (specialmente germanio, silicio, arseniuro di gallio, galena, o altro materiale semiconduttore). Questi dispositivi sono tipicamente usati per la rilevazione delle frequenze radio fino alle microonde ed alle regioni di onde millimetriche dello spettro di frequenza radio.

Diodo zener (zener diode) — Questo è un diodo che conduce normalmente in una direzione, e non conduce al di sotto di una certa tensione di progetto nella direzione inversa. Al di sopra della tensione inversa di progetto, comunque, questo diodo conduce abbastanza bene e agisce come uno stabilizzatore di tensione a quel valore. È normalmente usato con una resistenza in serie per limitare il flusso di corrente.

Raddrizzatore a semionda (half-wave rectifier) — Un raddrizzatore a semionda è usato in alcuni alimentatori. Consiste di un singolo diodo raddrizzatore e passa solo la corrente durante un mezzo ciclo della forma d'onda applicata (segnale ca) (Fig. 2-1). La componente a più bassa frequenza della corrente che la attraversa è uguale a quella dell'alimentazione applicata.

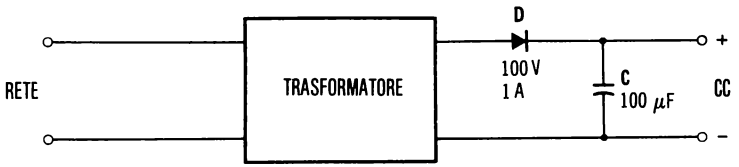


Fig. 2-1. Circuito raddrizzatore a semionda.

Raddrizzatore a doppia semionda (full-wave rectifier) — Un raddrizzatore a doppia semionda è normalmente usato con un trasformatore a presa centrale e consiste di due raddrizzatori a semionda (Fig. 2-2). Uno di questi raddrizzatori si collega ad una uscita del secondario nel trasformatore, e l'altro raddrizzatore si collega alla seconda uscita. Essi sono polarizzati in modo che la conduzione avvenga prima attraverso un raddrizzatore e poi attraverso l'altro. Nel punto comune tra i raddrizzatori, la tensione ha sempre la stessa polarità rispetto la presa centrale. La componente a frequenza più bassa della corrente di uscita è uguale al doppio di quella dell'alimentazione applicata.

Raddrizzatore a ponte (bridge rectifier) — Un raddrizzatore a ponte è una configurazione di quattro raddrizzatori collegati in modo tale da lasciar passare corrente da tutto l'avvolgimento secondario per

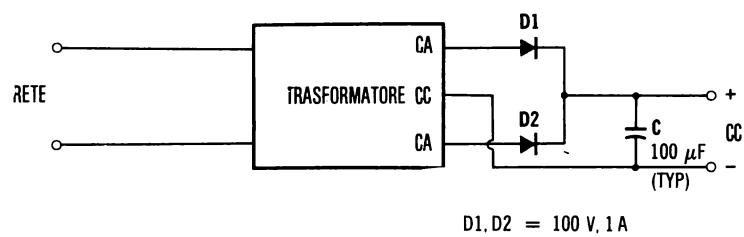


Fig. 2-2. Circuito raddrizzatore ad onda intera.

ogni mezzo ciclo. Se il trasformatore ha una presa centrale, possono essere ottenute sia le tensioni positive che negative. In caso contrario, l'uscita è presa attraverso i rimanenti angoli del ponte. Un schema delle connessioni per un raddrizzatore a ponte è mostrato nella Fig. 2-3.

Barra (tratto) positiva (positive rail) — Questo è un termine che si riferisce alla tensione più positiva applicata ad un sistema computer elettronico.

Barra (tratto) negativa (negative rail) — Questo è un termine che si riferisce alla tensione più negativa applicata ad un sistema computer elettronico. Può essere la linea di terra.

Massima tensione inversa (inverse peak voltage, peak reverse voltage - Abbreviate rispettivamente PIV e PRV) — Questa è la tensione massima nella direzione inversa che può essere applicata con sicurezza ad un diodo o ad un raddrizzatore. L'applicazione di una tensione più alta potrebbe causare una rottura del diodo.

Immagazzinamento di carica minoritaria (minority carrier storage) — Quando un diodo, un raddrizzatore o un transistore sono in conduzione è presente un certo numero di cariche trasportate attraverso la giunzione. Quando la tensione applicata si inverte, molte di queste cariche rimangono sul lato sbagliato della giunzione. Questa è un immagazzinamento di cariche minoritarie. Devono essere evacuate prima che il diodo smetta di condurre.

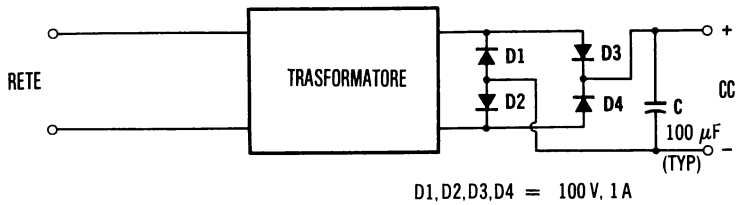


Fig. 2-3. Circuito raddrizzatore a ponte.

Coefficiente di temperatura (temperature coefficient) — Questa è una misura del tasso secondo il quale varia qualche parametro al variare della temperatura del dispositivo. La maggior parte dei dispositivi elettrici ed elettronici, oltre ai molti dispositivi meccanici, mostrano coefficienti di temperatura diversi da zero.

Tensione di modo comune (common-mode voltage) — Quando è necessario misurare la tensione tra due punti su una rete a partitore di tensione come tra i punti A e B nella Fig. 2-4, è necessario ignorare l'effetto della tensione dalla terra o dal punto di riferimento ai punti di misurazione. Questa tensione che dobbiamo trascurare è la "tensione di modo comune", ed infatti è misurata al punto intermedio, tra i punti A e B. Quello che viene richiesto è l'amplificazione della differenza di tensione tra i punti A e B senza, allo stesso tempo, includere la tensione dalla terra al punto intermedio. La tensione al punto

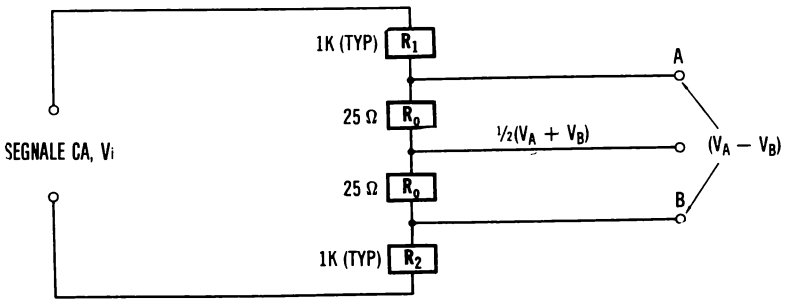


Fig. 2-4.- Relezione della tensione di modo comune.

intermedio è la tensione di modo comune.

Rapporto di reiezione di modo comune (common-mode rejection ratio -CMRR) — Il rapporto di reiezione di modo comune è la proprietà di rigettare la tensione di modo comune tramite l'amplificazione della differenza di tensione. La capacità degli amplificatori operazionali di rigettare la tensione di modo comune può variare da 60 a 100 dB (da 1000 a 100.000 volte), un valore che può essere oltre la nostra capacità di usarlo effettivamente.

Resistenza e Resistori

Si suppone che il lettore conosca abbastanza di elettricità e di elettronica per capire la legge di Ohm e la sua applicazione a semplici circuiti in cc e ca. Si pensa anche che il lettore conosca abbastanza cosa sono i resistori, gli induttori, i condensatori e come funzionano in generale. Si suppone infine che il lettore abbia almeno una conoscenza superficiale di cosa è e cosa fa un trasformatore. (Comunque non è necessario conoscere come è realizzato uno di questi). Perciò la trattazione di questi oggetti sarà limitata ad alcune idee particolari che si dimostreranno utili.

Il modo con cui i valori sono scelti per i resistori e i condensatori, si può definire almeno bizzarro. Comunque, c'è fortunatamente molta logica dietro il modo con cui sono scelti questi valori. È spiacevole che la filosofia di base che sta dietro questo metodo di selezione non sia più generalmente usata nell'elettronica. Se si scelgono valori di resistenza basati su tratti numerici ed integrali, si nota subito che il primo segmento da uno a due ohm, è un segmento molto più proporzionale di quello da nove a dieci ohm. Quando i resistori sono prodotti, non è economico fare tutti i resistori in un singolo gruppo così attentamente e precisamente cosicchè abbiano lo stesso valore entro il 10% di un valore scelto. I loro prezzi di vendita sarebbero esorbitanti e la domanda del cliente sarebbe causa di molti scarti nei valori. Invece normalmente risulta durante la produzione uno spettro di resistenze con la maggior parte dei resistori, che hanno valori vicini al valore di progetto. Comunque, la gamma di diffusione è da circa un decimo del valore di progetto a forse 10 volte quel valore. (Finchè i resistori ai limiti minimi e massimi di fabbricazione sono quasi ugualmente affidabili come lo sono quelli di valore di progetto, un tale processo è perfettamente ragionevole). Comunque, un costruttore come codificherà i valori del suo prodotto per renderli più usabili?

Ha senso codificarli in modo tale che i valori che cadono in ogni ordine di grandezza, siano circa uguali. Comunque, il cliente per qualche ragione, potrebbe essere riluttante ad accettare un tale accomodamento. Un modo efficace che può essere raggiunto con la codifica è di dividere ogni gamma di progetto in un numero di segmenti di uguale rapporto. Ciò renderà possibile prendere la parte dei resistori e raggruppare insieme quelli entro $\pm$ 10% del valore di progetto, con il rimanente gruppo scalato proporzionalmente. Infatti, questo è proprio quello che si è fatto. Basato su un centro di progetto di 100 ohm, i valori nominali ed i loro corrispondenti range sono:

Valore (ohm)	Range (ohm)	Valore (ohm)	Range (ohm)
10	8,2-12	100	82-120
15	12-18	150	120-180
22	18-27	220	180-270
33	27-39	330	270-390
47	39-56	470	390-560
68	56-82	680	560-820

Un tale ordinamento serve come un mezzo eccellente per fornire all'utente dei valori di resistenza convenienti e, allo stesso tempo permette al fabbricante di fare la maggior parte della sua produzione. Se l'utente è soddisfatto di resistori del 20%, può scegliere valori da 10, 22, 47 o multipli. (Ecco tutto quello che ha bisogno). Con una tolleranza del 5%, c'è una serie simile di resistori, solo con valori addizionali, ecc.

Ci sono altre caratteristiche importanti dei resistori. I resistori più comuni sul mercato sono chiamati a volte resistori "mud" ovvero ad impasto. Altri includono resistori a strato di carbonio, resistori a film metallico e resistori a filo avvolto. Inutile dire che il prezzo di questi è dipendente in larga misura dalla precisione con cui sono fatti. I cosiddetti resistori "mud" probabilmente contengono una pallottolina di un materiale che consiste di carbonio mescolato con un qualche tipo di argilla isolante. Mentre la resistenza di un pezzo di conduttore (metallico) generalmente aumenta con l'aumentare della corrente e con il corrispondente riscaldamento (effetto Joule), questi tipici resistori possono ben avere una resistenza che diminuisce con una corrente che aumenta. Essendo colui che lo usa, il lettore dovrebbe scoprire alcune di queste proprietà che potrebbero essere importanti nei circuiti. I resistori possono anche essere tali che la resistenza può cambiare in funzione della tensione applicata indipendentemente dal suo coefficiente di temperatura.

Induttanze ed Induttori

Principalmente gli induttori nell'elettronica digitale sono usati come elementi di filtro o circuiti accordati e come componenti di trasformatori. Ognuna di queste applicazioni sarà brevemente descritta qui, ma l'applicazione del trasformatore è l'impiego principale nei nostri esperimenti. Uno degli esperimenti dimostrerà gli effetti di risonanza in un induttore, e molti altri useranno i circuiti accordati, in aggiunta, ai molti esperimenti che comprendono i trasformatori.

Un induttore è formato da un gruppo di diverse spire di conduttore strettamente contigue in modo tale che il campo magnetico risultante da un flusso di corrente produrrà linee di forza concatenate con tutte le spire in un modo più o meno curvo. Questa azione di concatenamento è causa del fatto che il campo di ogni spira va ad interessare quello delle altre spire. Ogni variazione del campo dovuto ad una variazione nella corrente cerca di ostacolare una ulteriore variazione attraverso una tensione indotta di valore contrario e opposta. Quando la corrente aumenta, la tensione indotta si contrappone alla tensione applicata, e quando la corrente diminuisce la tensione indotta aiuta la tensione applicata. A causa di questa proprietà, un induttore, è capace d'"immagazzinare" energia nel campo magnetico. L'energia è nuovamente "prelevata" quando diminuisce la corrente.

Capacità e Condensatori

Un condensatore è un dispositivo nel quale è possibile vincolare una carica elettrica attraverso la forza di attrazione di cariche opposte. Un condensatore consiste di placche o strati di un materiale conduttore separati da strati molto sottili di materiale isolante. I condensatori sono elementi vitali nell'elettronica digitale perchè possono immagazzinare la carica necessaria a fornire impulsi di corrente molto brevi.

Molti dei condensatori usati nell'elettronica digitale sono richiesti per il controllo di questi impulsi di commutazione. Impediscono agli impulsi di trasferirsi da un circuito all'altro, ed impediscono di entrare sulle linee di alimentazione. Per esempio gli elementi della famiglia logica digitale chiamata TTL (*transistor-transistor logic*) assorbono impulsi di corrente molto brevi ma forti quando commutano da uno strato di tensione all'altro. È importante che un condensatore sia in grado di immagazzinare una carica sufficiente affinchè la tensione di alimentazione non esca da una escursione operativa sicura quando avviene un tale impulso di corrente. Con circuiti TTL, non dovrebbe essere permessa alla tensione di abbassarsi più di 0,2 V, in una situazione tipica. Siccome un impulso di corrente che dura solo 0,1 microsecondi, è possibile quando si commutano gli stati in una unità TTL, diviene necessario fornire una capacità in accordo con la formula:

$$\Delta Q = C\Delta E = i\Delta t \qquad \text{(Eq. 2-2)}$$

dove,

ΔQ è la carica che deve essere immagazzinata,
C è la capacità,
ΔE è il cambio di tensione permesso,
i è la corrente di picco,
Δt è la sua durata.

Tipicamente, una capacità di almeno 0,1 μF è collegata attraverso ogni piccolo gruppo di unità TTL esattamente per questa ragione.

Circuiti Accordati

Un circuito accordato consiste tipicamente di un'induttanza e di una capacità e genera quello che è a volte chiamato una *oscillazione coerente*. Quando propriamente eccitato, è in grado di generare un segnale sinusoidale avente uno schema ben definito. la coerenza del segnale è una conseguenza dello scambio di energia, da potenziale a cinetica e viceversa due volte ogni ciclo. La qualità di questa coerenza può essere misurata per mezzo del rapporto tra il tasso di energia immagazzinata e scambiata e l'energia dissipata per ciclo o periodo. Il bilanciere o il pendolo di un orologio sono cose analoghe di un circuito accordato, con la molla o con lo spostamento della massa del pendolo che corrisponde alla capacità,

ed il momento di massa che corrisponde all'induttanza.
Se tutte le altre proprietà sono adeguatamente controllate allora il rilevamento dei tempi del pendolo è dipendente solo da queste due proprietà. La bobina in un circuito accordato, immagazzina energia cinetica nel suo campo magnetico quando viene attraversata da una corrente; l'associata capacità immagazzina carica come tensione elettrica quando la corrente smette di scorrere.

Trasformatori

Il campo magnetico associato ad una bobina o induttore è fondamentale per le funzioni di un trasformatore. Quando la corrente attraverso una bobina cambia, genera una "contropressione" chiamata "forza contro-elettromotrice". Genererà anche una fem (forza elettromotrice) in una bobina secondaria posizionata in modo che il flusso magnetico in variazione penetra anche in essa o, come si dice, si concatena con essa. Il risultato è che una tensione può essere misurata attraverso i morsetti della bobina secondaria. Per essere più precisi, si dovrebbe dire che la fem indotta è una funzione della variazione del flusso concatenato che produce linee di forza attraverso la bobina. (Il flusso concatenato può essere misurato in termini di amperspira). Qualunque cosa che cambierà l'effettivo flusso concatenato totale, produrrà o indurrà una tensione.

Un trasformatore deve essere usato in una sorgente di energia che cambi rapidamente polarità. Più alta è la frequenza alla quale cambia questa polarità o più alta la frequenza della corrente alternata che scorre attraverso la bobina, e più alto sarà l'intensità del flusso e, come risultato, sarà più piccolo e più leggero un trasformatore di una data potenza. Questo è uno dei principali motivi per cui gli aerei o veicoli simili, su cui la limitazione di peso è particolarmente critica, generano la loro energia elettrica a 400 Hz o frequenze più alte. In applicazioni dove la leggerezza e la compatezza non sono così critiche, è più economico generare energia a 50 o 60 Hz. In alcune ferrovie elettriche, l'energia è fornita a bassa frequenza (25 Hz) o, anche $16^2/_3$ Hz perchè i motori a trazione non funzionano efficientemente con energia a più alta frequenza. Inoltre, la maggiore inerzia rotante e il maggiore peso totale possono essere tutte e due vantaggiose in questi tipi di applicazioni.

I trasformatori che utilizzerete saranno in larga misura componenti di alimentatori e trasformeranno 120 V o 240 V fino a tensioni di 5 V. Vedrete più avanti che in alcune situazioni è desiderabile usare una tensione più bassa possibile. L'efficienza completa a bassa tensione può essere limitata dalle caratteristiche dei raddrizzatori disponibili, e può condurre ad un limitato ritorno all'uso dei raddrizzatori al germanio.

I trasformatori possono essere costruiti sia con primario unico che con primario doppio (per gamme di tensione uniche o doppie), ed esse possono avere secondari che sono con o senza prese. La presa presente più comunemente su trasformatori secondari è centrale. Questa presa, in effetti divide la tensione di

uscita disponibile a metà. Alcuni dei vostri circuiti alimentatori faranno un uso esteso di queste prese.

La ragione di un primario doppio in un trasformatore è tale che può essere usato su attrezzature sia per il nord America dove la distribuzione elettrica predominante è 120 Volt, che altrove nel mondo, dove l'energia è di gran lunga emessa a 240 Volt. Ogni sistema ha i suoi vantaggi e svantaggi ed è improbabile che diverrà disponibile un tipo standard.

I trasformatori sono generalmente progettati per essere dispositivi a "tensione costante". La ragione di ciò dipende dal fatto che è più economico distribuire energia su una base di tensione costante piuttosto che su una base di adattamento di impedenza o su una base di corrente costante. L'inconveniente principale al sistema di tensione costante è che, in teoria, richiede una vasta "riserva fluttuante" di energia. I sistemi di trasmissione sono comunque così estesi in questi tempi, che statisticamente l'importanza dell'energia fluttuante di riserva richiesta è molto più piccola di tempo fa.

Un sistema a tensione costante è quasi una necessità per l'attrezzatura elettronica. Troverete in successivi paragrafi che la maggior parte della vostra attrezzatura elettronica allo stato solido opera tramite qualche forma di regolatore di tensione. Ciò sarà discusso più dettagliatamente quanto si parlerà delle fonti di energia che sono utili per i vostri esperimenti di laboratorio.

RESISTENZE LINEARI E NON LINEARI

È necessario tracciare una linea netta tra le resistenze lineari e non lineari, perchè ogni tipo ha proprietà che sono distintive e di grande importanza per chi le usa. Come avete già notato i dispositivi lineari non sono esattamente ideali, poichè i valori di resistenza sono tipicamente funzioni della temperatura e, a volte, anche della tensione ed hanno sia l'induttanza che la capacità associate come parametri indesiderabili o parassiti. La gamma di variazione della resistenza è piuttosto piccola a meno che, comunque, i dispositivi siano sovraccaricati. Tipicamente la variazione di valore non supererà il 10% a meno che non se ne faccia abuso. I dispositivi che meno probabilmente saranno danneggiati o avranno significative variazioni di valore (sia con il trascorrere del tempo o con sovraccarchi modesti), sono i tipi a strato metallico ed a filo avvolto. Le loro resistenze molto probabilmente saranno costanti, ed anche il rumore generato internamente sarà minimo.

Voi sarete principalmente interessati alle resistenze non lineari che sono asimmetriche nelle loro proprietà. Cioè, il loro comportamento dipende dal morsetto che è scelto come positivo. In un modo il dispositivo condurrà, nell'altro no. Ci sono anche dei materiali a resistenza non lineare simmetrica, come i termistori, i varistori, i tiristori ed i relativi materiali. Sono per lo più usati per la soppressione dei picchi di tensione o per sensori speciali; comunque possono essere usati sia per misurazione che per protezione. Sono troppo specializzati per ulteriori considerazioni in questo libro.

Dispositivi non Lineari allo Stato Solido

I più importanti tipi di dispositivi non lineari che desideriamo considerare qui (scelti a causa della loro importanza nelle configurazioni attive o di amplificazione) hanno essenzialmente una relazione esponenziale tra la tensione e la corrente. Come è stato notato nella definizione di un diodo, obbediscono, in misura maggiore o minore all'equazione 2-1:

$$I = I_s \exp (qV/kT)$$

dove, l'exp (qV/kT) significa che il numero 2,71828 è stato elevato alla potenza (qV/kT). Come deve essere fisicamente, (qV/kT) è senza dimensioni con il risultato che (q/kT) deve essere necessariamente una tensione inversa o una transconduttanza per unità di corrente. (Tutte le ulteriori trattazioni presumeranno che abbiate familiarità con l'elevamento a potenza). Questa equazione è l'equazione base che governa il comportamento dei diodi a semiconduttore e dei raddrizzatori, ed è anche estremamente importante per trattare i transistori bipolari e ad effetto di campo così come i tubi elettronici. Questo capitolo si occuperà della sua applicazione nei diodi allo stato solido e nei raddrizzatori, mentre altri capitoli successivi si interesseranno della sua applicazione nei riguardi dei transistori bipolari e ad effetto di campo. È importante notare che se il segnale applicato è abbastanza piccolo *apparirà lineare anche il dispositivo più altamente non lineare!* Con transistori bipolari e diodi allo stato solido, i segnali inferiori a 5 mV, appariranno come se fossero lineari. Con transistori ad effetto di campo e con tubi, il comportamento è generalmente lineare se il segnale applicato è meno di un decimo di volt. *Comunque, ognuno di questi dispositivi ha zone di funzionamento dove si comporterà non linearmente a meno che il segnale di tensione sia meno di 5 o 10 millivolt.*

Dispositivi Lineari Varianti nel Tempo

Tutti i dispositivi non lineari possono essere fatti per comportarsi come dispositivi lineari varianti nel tempo. Questo si realizza usando due segnali - uno abbastanza piccolo affinchè il dispositivo in questione funzioni in una maniera lineare, e l'altro abbastanza grande affinchè non funzioni in modo lineare. Come risultato, istante dopo istante, il dispositivo apparirà lineare nei confronti del più piccolo dei due segnali ma il suo valore apparirà essere continuamente mutevole in risposta all'azione del segnale più grande. Questo fenomeno è di estrema importanza in modulazione e mixaggio (due fenomeni che sono in relazione). Entrambi questi fenomeni sono importanti nelle comunicazioni. Più avanti, mediante alcuni esperimenti, esplorerete queste proprietà dei dispositivi allo stato solido.

Appunti Storici sui Diodi

È già stato notato che il diodo ideale è l'elemento non lineare base del quale vi occuperete e che molti altri dispositivi sono strettamente in relazione coi diodi nelle loro proprietà operative. I prossimi paragrafi raccontano dettagliatamente lo sviluppo di questi dispositivi e dei successivi.

Come probabilmente sanno molti lettori Thomas Alva Edison fu il primo scienziato a costruire con successo una lampada a filo incandescente sotto vuoto. La sua lampada usava un filamento carbonizzato di materiale che diventava incandescente quando gli si applicava una tensione. Prima di avere finalmente successo, Edison provò una vasta gamma di materiali. Dovette togliere la maggior parte dell'aria della sua lampada per prevenire l'ossidazione del filamento. Tuttavia, come la sua lampada "bruciava", l'interno della lampada diventava scura e alla fine, riduceva eccessivamente l'emanazione di luce. (Questo spesso non era notato da chi le usava, siccome gli operatori dell'impianto di generazione elettrica invertivano periodicamente la polarità della tensione di linea, portando così frequentemente alla rottura della lampada).

Qusto fenomeno fece chiedere a Fleming cosa stesse succedendo ed egli introdusse un piccolo pezzo di metallo (che chiamò placca a causa della sua forma) nella lampada. Trovò che quando il filamento aveva un potenziale negativo rispetto alla placca, la corrente scorreva, ma non invece in caso contrario. Così nacque il diodo a vuoto. Più tardi Lee de Forest mise una struttura a filo tra il filamento e la placca e trovò che poteva controllare il flusso di corrente alla placca. E così nacquero la radio e l'elettronica. Il Dott. Julius Aceves mostrò come usare questi "tubi" con la corrente alternata e la radio di casa divenne una realtà pratica. Alcuni anni dopo il dott. Albert Hull introdusse lo "schermo" nella lampada, e così nacquero i tubi a griglia multipla.

Al tempo in cui Hertz faceva i suoi esperimenti iniziali sulle onde radio, non era disponibile nessun rivelatore sensibile, così usò spinterometri accoppiati per dimostrare la sua "azione a distanza". Marconi progettò un rivelatore composto di granuli di carbone come quelli che usava Bell nei suoi microfoni, e trovò che se faceva vibrare un piccolo tubo contenente questi granuli tra due elettrodi, poteva ottenere la rivelazione di segnali. (Noi sappiamo oggi quanto fosse saggia quella scelta, poichè il carbone appartiene allo stesso gruppo di elementi del silicio, lo stagno e il germanio). Il dispositivo fu chiamato *rivelatore radio*. I granuli si comprimevano quando si applicava un segnale elettrico, e cambiavano il suono che veniva da una cuffia che era collegata ai granuli. È veramente sensazionale il fatto che Marconi sia riuscito ad ottenere delle trasmissioni attraverso l'Oceano Atlantico usando questi mezzi primitivi. Poi, lo sviluppo dell'alternatore di Alexanderson rese possibili delle limitate comunicazioni radio durante la prima guerra mondiale. Per l'inizio del 1920 furono sviluppate valvole di potenza di trasmissione dalla de Forest Audition tube, e così nacquero programmi radio commeciali. All'inizio si usavano apparecchi radio a galena. La galena era l'equivalente dell'attuale diodo a scatto eccetto che per una cosa - per l'attivazione

richiedeva solo pochi millivolt. Comunque una persona doveva scovare un punto sensibile sulla galena con un conduttore del rivelatore a cristallo (un conduttore ben appuntito). Indubbiamente il punto trovato era l'equivalente di una giunzione di un semiconduttore, che verrà trattata nel prossimo capitolo.

Moderni Diodi allo Stato Solido

È importante per sviluppare la comprensione dei diodi come li conosciamo oggi, che sia studiata con grande attenzione l'Equazione 1-6. Vi riferirete sempre a questa equazione di base, in tutti i prossimi capitoli di questo libro. Per iniziare questa trattazione, dovreste notare che il parametro (q/kT), (che è anche identificato con il simbolo Λ, lettera maiuscola greca per Lambda) ha l'approssimativo valore di 39 V^{-1} o 39 mho per ampere, a temperatura ambiente. Il suo inverso è 0,026 Volt, un numero che alcuni lettori possono riconoscere come la tensione di Fermi. Per questa ragione, (q/kT) sarà chiamato il parametro di Fermi. Il potenziale di Fermi è spesso diviso dal diodo o dalla corrente di emettitore per ottenere la resistenza dinamica del diodo ad uno specificato livello di corrente, o l'effettiva resistenza d'ingresso dell'emettitore per un transistore. Il prodotto del parametro di Fermi (che è una tensione inversa) per una tensione produce il valore adimensionale che è richiesto per l'esponente nell'Equazione 1-6.

È molto semplice la domanda a cui ora dobbiamo rispondere. Quanto è richiesto in variazione di tensione per causare una variazione nella corrente da due ad uno attraverso un dispositivo che obbedisce a questa equazione? Non importa se il tasso è uguale a due o un mezzo, il valore di (qV/kT) per questa variazione è il logaritmo naturale di due. La soluzione rispetto a V, dopo la sostituzione del valore di q/kT, dà 0,018 V richiesti per raddoppiare o dimezzare la corrente. Con le possibili eccezioni dei diodi a vuoto spinto, questa equazione è quasi di applicazione universale.

Dobbiamo ancora determinare il parametro I_s in questa equazione, perchè è altrettanto importante del parametro di Fermi. Esso determina quanto deve essere polarizzato un diodo o un transistore per farlo funzionare in un punto che avrà una certa corrente a disposizione. Con diodi al silicio e al germanio, questo determina anche la temperatura operativa massima di sicurezza per il dispositivo. La corrente, con $V = 0$, è essenzialmente la corrente di fuga nel dispositivo (per questi materiali). Si scopre che con il germanio, è richiesta la tensione diretta tra 0,1 e 0,2 V per stabilire le giuste condizioni operative; voi misurerete questa tensione nei vostri esperimenti. Con il silicio, è tra 0,5 e 0,6 V. Chiaramente, è facile capire perchè ci sia voluto un po' di tempo per essere riconosciute le proprietà semiconduttrici di questi materiali.

Il tipico diodo semiconduttore, all'inizio, era un diodo a punta, avente una punta d'ago molto aguzza premente contro un piccolo pezzo di silicio. Il silicio usato per questo scopo doveva essere silicio puro, ma non aveva bisogno di essere così puro come si una nella pratica comune con i circuiti integrati. Questi diodi inizialmente erano usati come rivelatori radar ed erano molto efficaci quando

propriamente polarizzati. Il loro sviluppo condusse allo sviluppo dei diodi al germanio. I diodi al germanio erano molto usati subito dopo la seconda guerra mondiale e sono ancora usati oggi per alcune applicazioni. Questi furono seguiti dallo sviluppo dei diodi a giunzione e poi, da una vasta varietà di diodi speciali. Poi gli studiosi impararono come controllare una carica minoritaria immagazzinata, anche ad immobilizzarla strettamente per l'uso con diodi di commutazione, o a determinare la sua scarica in modo controllato da condurre al diodo snap. Il diodo Zener e il diodo Trigger usano entrambi una forma di valanga (avalanche) per condurre a qualche forma di breakdown o scarica; in un caso, con un preciso livello di tensione controllato, e nell'altro caso con una netta caduta di tensione. Con quest'ultimo, la momentanea riduzione della tensione causa un recupero del modo non conduttore di lavoro fino a che la soglia è superata di nuovo.

Le proprietà operative dei diodi possono anche essere variate con entrambi i tipi di drogaggio usati, il loro inserimento rispetto la giunzione, ed il tipo di variazione del grado di drogaggio rispetto alla giunzione. (Come spiegato nel Capitolo 3, una giunzione è il limite tra due strati di semiconduttore aventi opposte polarità elettriche. Questo limite è ottenuto introducendo differenti impurità o drogaggio sui due lati della giunzione).

La principale ragione perchè il silicio è usato nei diodi ordinari risiede nella temperatura significativamente più alta alla quale possono essere usati con una bassa probabilità di breakdown o guasto.

La mobilità dei portatori nel silicio è molto più bassa che nel germanio. Anche altri materiali sono usati per i diodi, come l'arseniuro di gallio, il fosfo-arseniuro di gallio ed altre leghe speciali. È stato anche possibile fare dei diodi di materiali differenti se le strutture a cristallo sono compatibili così che una singola struttura di cristallo può essere mantenuta attraverso la giunzione.

Si è trovato che in un diodo è meglio avere uno degli strati, o il lato positivo o quello negativo ma non entrambi, drogati piuttosto pesantemente. L'altro lato può essere preparato in un modo che intrappolerà la carica minoritaria quando la polarità del campo è invertita, aumentando perciò la velocità di commutazione disponibile. Questo può anche minimizzare il riscaldamento nel diodo.

Carico Ottimale del Diodo

La resistenza diretta o inversa per un diodo segnale, così come le caratteristiche menzionate precedentemente, possono essere di considerevole importanza per chi le usa. Quando un diodo sta conducendo, si vuole che la sua resistenza sia abbastanza piccola, comparata all'impedenza del carico, che sopporterà una perdita trascurabile dovuta alla sua presenza. Allo stesso tempo, quando un diodo è nello stato non conduttivo la resistenza dovrebbe essere abbastanza alta in modo che la corrente inversa non interferisca con il suo stato normale di conduzione. Si può dimostrare che per un diodo avente una resistenza diretta (r_f) ed una resistenza inversa (r_r), la resistenza di carico ottimale (R_{Lopt}) può essere espressa nei termini dell'equazione:

$$R_{Lopt} = (r_f \cdot r_r)^1/_2 \qquad \text{(Eq. 2-3)}$$

(Questa equazione si applica anche ai raddrizzatori. È superfluo dire che il diodo ottimale ha una più alta resistenza inversa possibile e allo stesso tempo una più piccola resistenza diretta possibile.

La Relazione Diodo - Funzione di Bessel

La tensione applicata al diodo prende generalmente la forma o di un segnale sinusoidale o di un complesso di tali segnali. Si dimostra facilmente che, per ottenere una rigorosa soluzione delle regolazioni corrente-tensione con una tale combinazione, è necessario espandere in termini delle funzioni di Bessel modificate. Queste funzioni "I" di Bessel potrebbero essere chiamate le funzioni trigonometriche di Bessel, poichè sono basate su una equazione della forma:

$$I = I_s \exp [U(t) + A \sin \omega t] \qquad \text{(Eq. 2-4)}$$

Questa equazione può essere espansa in una serie di funzioni di Bessel, non avendo le risultanti funzioni le caratteristiche incontrate con la convenzionale Bessel $J_n(X)$. Sono simili alle funzioni usate nella soluzione dei problemi di effetto pelle. Lo sviluppo della formula di questa funzione di Bessel non sarà usata, ma sarà "linearizzata a tratti" quando necessaria nella soluzione dei problemi esaminati.

Linearizzazione a tratti

Il processo di linearizzazione a tratti in un rapporto di ingresso-uscita è estremamente utile, particolarmente quando le funzioni matematiche che rappresentano soluzioni rigorose, sono complesse e difficili da trattare. (La relazione può non essere esprimibile in formula completa con questa tecnica). La tecnica è usata piuttosto comunemente, ma quando è usata, si trova che la funzione non lineare è spesso rappresentata da due, o al più, tre spezzate. È stato trovato che è meglio usare una serie di segmenti, ognuno avente un valore di pendenza che si differenzia da quelli contigui almeno dal 10 al 20%. In questo modo, è possibile avere un'immagine piuttosto chiara del comportamento del dispositivo, che fornirà risultati molto prossimi ai risultati di Bessel (dove si applicano), e danno una buona rappresentazione, anche se la soluzione di Bessel per qualche ragione non si applica. Questo conduce ad un tipo inverso di rappresentazione che è stato riportato su programmi per computer che sono ideali per l'uso con relazioni altamente non lineari. Dove le relazioni sono più lineari si può fare affidamento o sulle usuali tecniche di Fourier o quelle di Legendre/Chebyshev per fornire le informazioni richieste.

Il fatto di estrema importanza con l'equazione del diodo è che il raddoppio o il dimezzamento del flusso di corrente in una di queste giunzioni allo stato solido può essere raggiunto tramite una variazione della tensione di giunzione che può

essere piccola fino a 0,018 Volt. È questa proprietà unica che traccia una chiara linea di demarcazione tra gli elementi lineari e non lineari. Ci sono altri tipi di dispositivi non lineari, come i nuclei magnetici, che possono condurre a forme d'onda distorte come vedrete nei test per i trasformatori, ma questi dispositivi sono debolmente non lineari, non fortemente, come è caratteristico dei diodi allo stato solido e dei dispositivi attivi.

È possibile perfezionare ulteriormente la comprensione di questi dispositivi osservando che ci sono delle condizioni sotto le quali un fattore moltiplicativo deve essere incluso con l'esponente (q/kT) portando alla forma (q/nkT), dove il valore di n è tipicamente un rapporto di piccoli numeri interi avente un valore tra 0,5 e 2,0. Anche in questi casi, l'alto ordine di non linearità esiste ancora. Questo problema non sarà approfondito ulteriormente in quanto un approccio all'uso dei dispositivi richiederà solo di averne una conoscenza.

DIODI E RADDRIZZATORI

Come avete visto, le varietà di diodi disponibili in questo momento sono così estese che tutto ciò che può essere fatto è di parlare di alcuni dei tipi più importanti e di dire alcune parole per mettervi almeno in grado di avere una idea di cosa sono e cosa possono fare. Dovete ricordare che, in ultima analisi, "sporcarsi le mani" provando i dispositivi, è il modo più efficace per chiarire come usarli.

La maggior parte dei diodi che incontrerete si comportano correttamente. Cioè, quando applicate una tensione diretta assorbono corrente e non lo fanno quando invertite la tensione. Ci sono un numero di differenti tipi di diodi che non si comportano comunque in questo modo, e alcuni di essi sono piuttosto importanti. Alcuni di questi conducono o bloccano il loro livello di tensione quando è applicata una tensione inversa in eccesso di qualche valore arbitrario. Alcuni di essi commutano in presenza di una condizione di bassa tensione-alta corrente. Alcuni potranno essere spenti, ed altri no. Alcuni oscilleranno sotto specifiche condizioni. La lista delle proprietà speciali è piuttosto estesa. Siccome le proprietà basilari dei diodi ordinari sono già state esaminate, questa parte tratterà alcune delle proprietà più inusuali sia dei dispositivi ordinari che dei dispositivi speciali.

Raddrizzatori Triggerabili

Il raddrizzatore controllato la silicio (SCR) è il migliore esempio di questo tipo di dispositivo. Sono dispositivi strani in quanto non inizieranno a condurre fino a che non gli comandate di condurre e poi, non potete spegnerli senza rimuover la tensione. Il vostro circuito deve essere progettato in modo che spegnerà l'SCR (Silicio Controlled Rectifier) tramite la tensione applicata sia andando a zero, o invertendo, o ottenendo quello stesso effetto con l'aiuto di un contraccolpo induttivo (un impulso inverso ad alta tensione che è generato interrompendo il flusso di corrente in una bobina). Poichè questo è un fenomeno importante, ma

non molto ben capito, e semplice da dimostrare, troverete un circuito per dimostrarlo nell'Appendice D. Questi SCR sono usati estesamente nell'illuminazione e per l'uso con utensili elettronici. L'elemento di comando di luce che potete avere su una delle vostre luci probabilmente include uno di questi come suo elemento operante. Sono usati negli alimentatori per i sistemi elettronici, poichè offrono un mezzo per aggiustare la tensione di uscita dell'alimentatore senza consumare energia per effetto Joule (in resistenza). Il loro principale problema, in quella applicazione, è il notevole rumore a frequenza radio che tendono a generare.

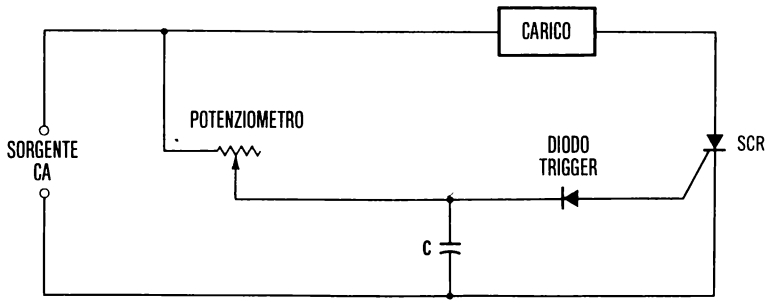


Fig. 2-5. Un tipico circuito SCR che impiega un diodo trigger.

Il tipico raddrizzatore controllato al silicio ha tre morsetti, un catodo, un anodo ed una griglia. Il circuito usato con essi è collegato così che la corrente per essere controllata passerà da un catodo ad un anodo (anodo positivo). È applicata alla griglia una tensione di Trigger. Se è richiesta più corrente dal circuito, l'istante nel quale la griglia accende l'SCR è spostato così che l'SCR conduce per una frazione più grande del mezzo ciclo, e viceversa. Questi dispositivi, sono molto sensibili agli effetti dei fulmini, ma sono anche molto utili.

C'è una variante dell'SCR, chiamato *triac*, il quale può condurre in ambedue le direzioni. Anche questo dispositivo ha un griglia e la sua griglia può essere eccitata (triggerata) su uno dei due mezzi cicli. È il dispositivo preferito se è necessario far passare ambedue le metà di un'onda sinusoidale.Possono essere posti a monte diun trasformatore, mentre un singolo SCR non può, dato che i trasformatori non funzionano bene con una cc che pulsa, applicata al loro ingressi.

Un tipo di diodo comunemente usato con gli SCR quando questi devono essere posti all'inizio della linea di alta tensione è il diodo Trigger. Questo diodo si comporta più o meno come un SCR a bassa tensione senza una presa di griglia, cioè si accenderà quando è raggiunto un certo livello di tensione, e la sua caduta di tensione diminuisce fino ad un valore prefissato. Questi diodi sono posti in serie con la griglia dell'SCR e si collegano al punto di congiunzione tra la capacità e la resistenza, fornendo lo sfasamento per la tensione di griglia (Fig. 2-5). Una diminuzione nella tensione attraverso questo diodo fa pulsare bruscamente la griglia dell'SCR facendo in modo che si ecciti verso una piena conduzione. Si

spegnerà di nuovo quando la tensione di alimentazione si avvicina a zero. In un senso, si può dire che questo diodo possiede una caratteristica di resistenza negativa al punto di transizione. La distinzione tra resistenza negativa e conduttanza negativa sarà considerata fra poco.

C'è una modificazione del diodo a scatto (trigger diode) che può essere usata con i triac. Questi dispositivi differiscono dai normali diodi a scatto in quanto dimostrano le stesse caratteristiche di eccitazione con una tensione applicata positiva o negativa. Questa è una proprietà necessaria per controllare i triac, poichè devono essere in grado di essere eccitati con entrambe le polarità di segnale. Con variazioni minori, potete usare l'equipaggiamento di prova che è descritto per dimostrare le caratteristiche dei diodi tunel, per esaminare le caratteristiche dei diodi a scatto o dei diac.

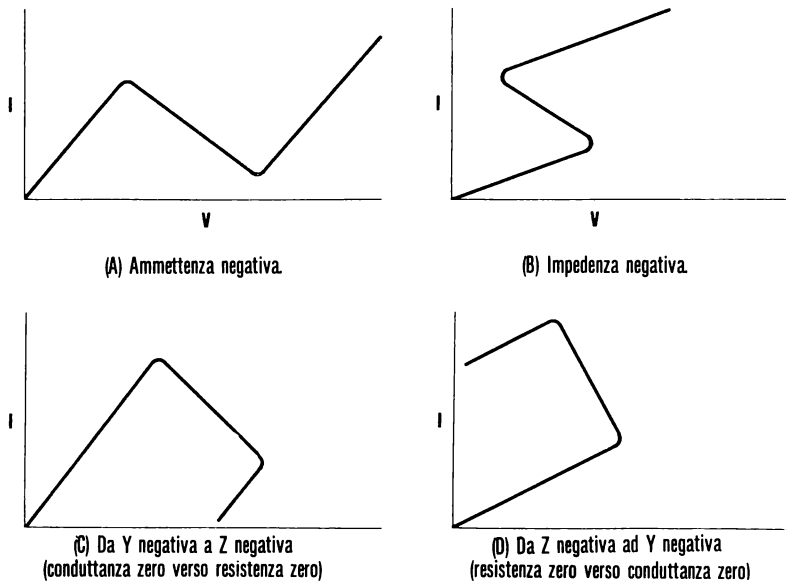
I Principi dei Diodi ad Immettenza Negativa

Di tutta la classe di diodi speciali, probabilmente uno dei più interessanti è il diodo tunnel o *esaki*. Questo dispositivo mostra una pronunciata interruzione, o riduzione, della corrente che passa quando la tensione applicata ad esso aumenta. È un membro della classe dei diodi ad immettenza negativa che è conosciuta come quella del diodo a conduttanza negativa. Dovete stare molto attenti nell'applicazione di questi diodi speciali perchè potete facilmente fare errori seri nel descriverli. Ci sono due modi di base per ottenere immittenze negative. I diodi a conduttanza negativa (o ammettenza negativa) raggiungono la regione di corrente decrescente con tensione crescente passando attraverso una breve zona di variazione nulla di corrente, e la lasciano in un módo simile. D'altra parte, i dispositivi a resistenza negativa (impedenza negativa) raggiungono una regione di tensione decrescente con corrente crescente attraversando una zona di variazione nulla di tensione con corrente crescente e poi la lasciano in una maniera simile. La resistenza negativa è comunemente chiamata "resistenza negativa di tipo S". Analogamente, la conduttanza negativa è comunemente chiamata "resistenza negativa di tipo N". Noi useremo la resistenza negativa e la conduttanza negativa per riferirci ai due tipi di dispositivi. La distinzione e importante anche se largamente ignorata (in U.S.A.).

Come è stato notato sopra, tutti questi dispositivi mostrano caratteristiche di resistenza positiva nella maggior parte del loro range operativo. La distinzione importante è come cambiano da positivi a negativi, una transizione che deve accadere ad ogni estremità della zona a pendenza negativa. Le caratteristiche sono mostrate graficamente nella Fig. 2-6. La Fig. 2-6 A mostra come avrà luogo la transizione se il trasferimento è attraverso la conduttanza zero (resistenza infinita) e la Fig. 2-6 B mostra come avrà luogo se il trasferimento è attraverso la resistenza zero (conduttanza infinita).

Ci si può chiedere: "cosa succede se la transizione va dal positivo al negativo attraverso la conduttanza zero ad una estremità e attraverso la resistenza zero all'altra?". Si può tracciare il tipo di caratteristica che potrebbe risultare? Il primo

segmento, come sempre deve avere una pendenza positiva, sia come nella Fig. 2-6 A o nella Fig. 2-6 B. Ma il ritorno al positivo deve avvenire come mostrato nelle Fig. 2-6 C o 2-6 D se deve essere attraverso la specie opposta di transizione. Le due possibilità sono allora mostrate nella Fig. 2-6 C per una conduttanza zero verso una resistenza zero, e come nella Fig. 2-6 D per una resistenza zero verso una



(A) Ammettenza negativa.

(B) Impedenza negativa.

(C) Da Y negativa a Z negativa (conduttanza zero verso resistenza zero)

(D) Da Z negativa ad Y negativa (resistenza zero verso conduttanza zero)

Fig. 2-6. Caratteristiche dei dispositivi ad ammettenza negativa.

conduttanza zero. L'autore non sa di nessun dispositivo avente le proprietà mostrate sia nella Fig. 2-6 C che 2-6 D perciò, almeno per ora le Fig. 2-6 A e 2-6 B dovranno servire come rappresentazioni tipiche.

Perchè è così importante? Perchè la resistenza negativa e la conduttanza negativa possono essere usate per eliminare i valori positivi corrispondenti, e per ridurre il reale valore di resistenza a zero per un circuito. Il risultato è un dispositivo che può essere usato con un tipo appropriato di circuito accordato per fare un oscillatore. Questo oscillatore oscillerà a quasi tutte le frequenze desiderate; basta solo collegarlo ad un tipo appropriato di circuito accordato. Infatti l'oscillatore troverà il suo circuito fatto di induttanza e capacità parassita e oscillerà alla frequenza ultraelevata o nella zona a microonde dello spettro di frequenza radio. Se un circuito, contenente uno di questi dispositivi si comporta in modo particolare, sarebbe opportuno vedere se sta oscillando. Comunque, il vostro oscilloscopio potrebbe non mostrarvi le oscillazioni in questa situazione.

Diodi Tunnel

I diodi tunnel e molti altri dispositivi allo stato solido si comportano come mostrato in Fig. 2-6 A; possono essere chiamati dispositivi a conduttanza (o immettenza) negativa, oppure dispositivi a resistenza negativa di tipo N, come preferite. Questi dispositivi raggiungono sempre il segmento negativo passando attraverso una conduttanza zero, o resistenza infinita.

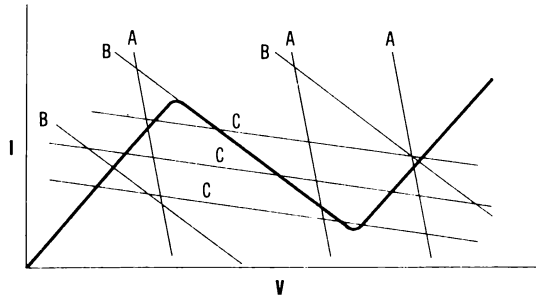


Fig. 2-7. Curva ad ammettenza negativa con linee di carico.

Un dispositivo a conduttanza negativa come un diodo tunnel ha solo bisogno di avere un circuito accordato in parallelo accoppiato ad esso nel modo giusto perchè il tutto si metta in moto e oscilli fortemente. Ciò può essere illustrato basandoci su una curva come quella mostrata nella Fig. 2-6A. In questo esempio, si presuppone che una tensione sia applicata al dispositivo variante da zero al valore Vcc. Vedere la Fig. 2-7. Le linee A, B e C, che noi chiameremo linee di carico, mostrano quanta tensione apparirà attraverso il diodo se esso e la resistenza di carico sono collegate come mostrato nello schema della Fig. 2-8. Come potete vedere, ci sono alcune differenti linee designate con A, alcune con B e alcune con C. Ogni linea che porta la stessa designazione letterale ha la stessa pendenza e quindi rappresenta un resistore dello stesso valore, ma in ogni caso la

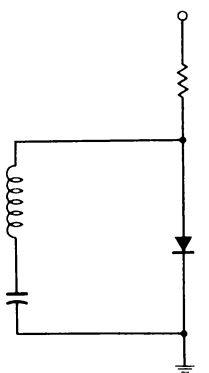


Fig. 2-8. Un circuito accordato serie a bassa resistenza.

tensione di alimentazione, Vcc, è differente. Con la linea A, c'è solo una intersezione con la curva del diodo con ogni linea. Con la linea B, due linee attraversano come con A, ma una è tangente alla curva al punto centrale della sua regione di resistenza negativa. Con la linea C, ognuna delle linee di carico attraversa tre volte la curva del diodo.

La linea di carico A rappresenta una resistenza di carico di 150 ohm, B una resistenza di 450 ohm e C di 1933 ohm. Se approntate il vostro circuito per il test del diodo con il resistore A, il vostro indicatore vi mostrerà la curva completa. Questa curva è illustrata nella Fig. D-12 (Appendice D). Con il resistore B, avrete approssimativamente la curva completa, ma come aumentate la resistenza, la sezione centrale dove si mette in contatto con la sezione negativa della curva inizierà a scomparire. Il dispositivo sta ora commutando. Potete ripetere questo esperimento con vari valori di resistenza ed alimentazioni elettriche cc e vedere tutto questo se lo desiderate. (Comunque, assicuratevi che il circuito non stia oscillando).

Fino a quando la retta di carico attraversa soltanto la regione di conduttanza negativa e non tocca più di una volta la curva del diodo l'oscillazione può probabilmente essere evitata. Ma se un circuito accordato in parallelo è collegato al diodo, usando un condensatore di disaccoppiamento per evitare di cortocircuitare il diodo, ci si può aspettare che avvenga l'oscillazione se l'impedenza d'accordo o di risonanza è sufficientemente elevata così che il prodotto dell'impedenza d'accordo (Z_t) con l'ammettenza negativa è maggiore dell'unità.

Diodo a Scatto (Trigger Diode)

Con un diodo a scatto, la situazione è simile a quella precedente, ma le cose funzionano proprio nel modo opposto. Questo dispositivo può essere definito, "duale" del diodo tunnel, perchè le caratteristiche della tensione e della corrente sono scambiate per quanto riguarda l'immettenza negativa. Per ottenere una curva completa sul vostro oscilloscopio con questo dispositivo, dovreste ora usare un'altra tensione e una resistenza di valore elevato in serie, esattamente il contrario di quello richiesto per un diodo tunnel. Come riducete la resistenza e riaggiustate la tensione di alimentazione come richiesto, la retta di carico attraverserà di nuovo la curva più di una volta, e di nuovo, la commutazione avverrà agli appropriati livelli di tensione (qui, veramente, livelli di corrente).

Con un diodo tunnel, perciò, usate una tensione attentamente scelta, la quale vi farà entrare nel mezzo della sezione a conduttanza negativa del contorno operativo (a circa un volt), e fate in modo che la vostra resistenza di sorgente sia abbastanza piccola così che la sua retta di carico passerà direttamente verso l'alto circa a metà della regione attiva, Fig. 2-7. Poi, usate un circuito accordato parallelo per accoppiare la sorgente di tensione al diodo tunnel, come mostrato nella Fig. 2-8. Il circuito oscillerà alla frequenza del circuito accordato se la conduttanza negativa è sufficiente ad annullare la resistenza positiva nel circuito accordato.

Con un diodo a scatto (trigger diode) voi scegliete una tensione di alimentazione che vi permetterà, con una appropriata resistenza di sorgente, di attraversare la curva caratteristica nella regione di resistenza negativa in un certo punto, ed usare un circuito accordato in serie a bassa resistenza per generare oscillazioni. Un possibile circuito è mostrato nella Fig. 2-8. Se usate il tipo sbagliato di circuito accordato otterrete probabilmente un'azione di commutazione che può non essere alla giusta frequenza. Comunque, se risulta essere alla giusta frequenza, sarà piuttosto ricca di armoniche. Ci può essere un momento in cui è utile scegliere il circuito sbagliato, purchè controlli correttamente la vostra frequenza operativa.

Diodi "Contro" Raddrizzatori

Abbiamo brevemente descritto le differenze tra i diodi ed i raddrizzatori, ma può essere utile un'ulteriore trattazione. Superficialmente può sembrare che la principale differenza tra i due sia l'area di giunzione. È certamente una differenza, ma è anche necessario progettare il dispositivo per avere una più alta tensione di picco inversa (prv o piv) di quella dei diodi per piccoli segnali. L'area di giunzione e anche le aree di contatto e del conduttore devono essere più grandi. Tutte le parti devono essere capaci di portare la corrente massima e stare lontano dalla tensione di picco. L'aumento del prv implica certe cose, come la riduzione della conducibilità di almeno una regione adiacente alla giunzione, e può anche richiedere l'accrescimento del suo spessore. Questo tende ad aumentare la resistenza interna del diodo, aumentando il calore, e causando eventualmente altri problemi, come gli effetti di immagazzinamento di carica.

Il contraccolpo induttivo può essere particolarmente pericoloso per questi raddrizzatori. Quando un raddrizzatore smette di condurre, ogni induttanza che porta quella corrente tenterà di far continuare a scorrere la corrente, e creerà un potente picco di tensione che può facilmente distruggere un raddrizzatore. Una capacità posta correttamente rispetto alla carica correggerà generalmente il problema. Troverete l'esperimento del contraccolpo induttivo nell'Appendice D, istruttivo nel convincervi che potete realmente ottenere 100 volt da una batteria da 1-5 volt.

APPLICAZIONI DEI RADDRIZZATORI

Le strutture dei raddrizzatori che sarete in grado di usare nelle definizioni di questo capitolo sono già state trattate. Ora, è importante imparare di più circa le loro proprietà in termini di quello che avete appena imparato sulle caratteristiche dei dispositivi di base. Le strutture che si dimostreranno di maggior uso sono il raddrizzatore a semionda, il raddrizzatore a doppia semionda, il raddrizzatore a ponte ed il raddrizzatore a scala.

Vi potete chiedere perchè i raddrizzatori al silicio sono così importanti, particolarmente perchè non iniziano a produrre molto fino a che è stato applicato circa

mezzo volt in senso diretto. Occorre meno tensione per iniziare a condurre un raddrizzatore al selenio, un raddrizzatore a ossido di rame o un raddrizzatore a vuoto spinto. Comunque, alla massima corrente la tensione attraverso il raddrizzatore al silicio è molto più bassa a causa della relazione esponenziale, e anche il suo piv è molto più alto (solo il raddrizzatore a vapori di mercurcio può essere in grado di competere in questo caso). Inoltre, una quantità di corrente molto più grande può attraversare un raddrizzatore al silicio o al germanio a causa di modesta dissipazione di energia interna per effetto Joule.

Raddrizzatore a Semlonda

Gli alimentatori elettrici basati su questa disposizione, mostrati nella Fig. 2-1, sono usati solo quando è richiesta una piccola corrente. Con essi, un impulso di corrente circola solo una volta ogni ciclo intendendo con ciò che su un mezzo ciclo, non circola corrente. La carica richiesta per fornire la necessaria corrente di carico deve essere immagazzinata da quell'impulso, cioè la carica immagazzinata deve essere adeguata a fornire corrente di carica per un ciclo completo, tipicamen-

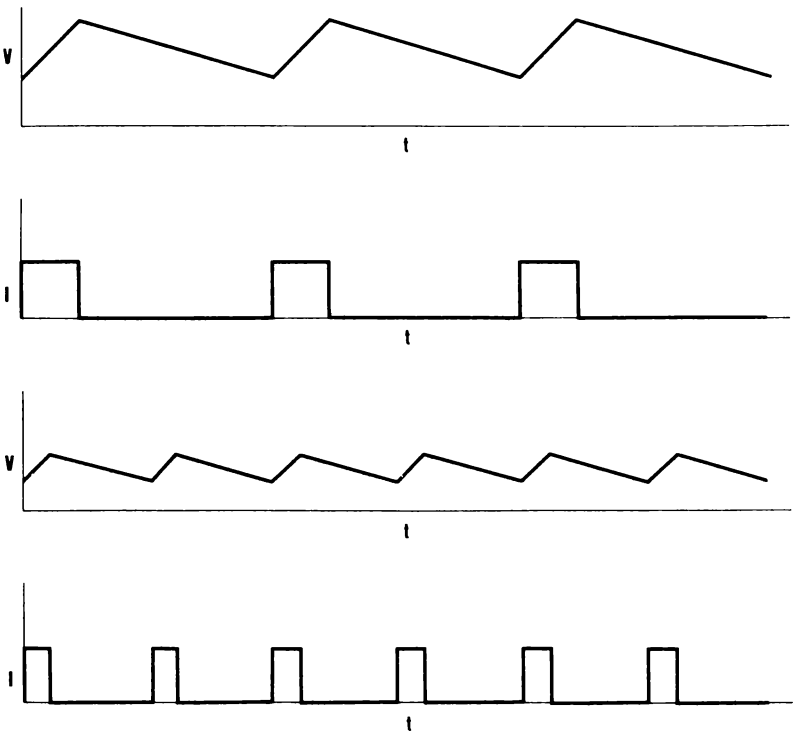


Fig. 2-9. Forme d'onda tipiche di raddrizzatore.

te $^1/_{50}$ o $^1/_{60}$ di secondo. Il calcolo della dimensione della capacità richiesta per immagazzinare la carica necessaria è spiegato nel Capitolo 7. La carica totale immagazzinata deve essere sufficiente a fornire la corrente richiesta con una limitata variazione di tensione. Questo significa che la carica totale immagazzinata può essere da cinque a venti volte o più quella assorbita ad ogni ciclo. L'Equazione 2-2 può essere usata per calcolare la grandezza della capacità. L'equazione deve essere usata due volte: prima per determinare la carica totale che deve essere assorbita ad ogni ciclo e, la seconda volta, per stimare la corrente massima che il raddrizzatore deve fornire. Se la corrente di carica circola per 36 gradi elettrici e deve fornire la carica totale assorbita, la corrente massima attraverso il raddrizzatore deve essere almeno dieci volte la corrente media di carica, una corrente elevata in qualche caso. Un dimezzamento del tempo fra i periodi di ricarica, usando un raddrizzatore a doppia semionda, può essere un grosso aiuto. Forme d'onda tipiche sono mostrate nella Fig. 2-9.

Raddrizzatore a Doppia Semionda

Gli alimentatori elettrici basati su questo raddrizzatore usano un trasformatore a presa centrale e ricaricano la capacità d'immagazzinamento due volte per ogni ciclo, prima attraverso un raddrizzatore, poi attraverso l'altro (Fig. 2-2). Poichè il tempo tra le ricariche è metà di quello dei raddrizzatori a semionda per lo stesso livello di frequenza e di corrente, la corrente massima in ogni dispositivo può essere metà di quella dell'alimentatore a semionda. Questo fatto può essere visto meglio sotto un altro aspetto. Il fatto stesso che un impulso di corrente scorre ogni mezzo periodo significa che il trasformatore è meglio utilizzato, siccome i trasformatori sono progettati con piccoli traferri nei loro nuclei se devono funzionare efficacemente con un carico costituito da un raddrizzatore a semionda. Un più breve periodo di immagazzinamento significa che può anche essere usato un condensatore più piccolo. Sebbene un resistore in serie possa essere opportuno per limitare la corrente massima in tutti gli alimentatori con raddrizzatori al silicio, non è così importante con strutture di raddrizzatori a doppia semionda o raddrizzatori a ponte.

Raddrizzatore a Ponte

L'alimentatore elettrico che è basato su un raddrizzatore a ponte in effetti è un paio di raddrizzatori a doppia semionda, uno che fornisce una tensione di uscita positiva, l'altro una uscita negativa. Il modo corretto di collegamento è indicato nella Fig.2-3.

Il circuito raddrizzatore a ponte può essere usato per fornire una singola tensione di uscita (nel qual caso il trasformatore non ha bisogno di avere una presa centrale), o per fornire sia una tensione positiva che una tensione negativa di circa la stessa grandezza (nel cui caso, è richiesto un trasformatore a presa centrale). Con l'arrangiamento a tensione singola, ci sono due raddrizzatori, in serie, tra il trasformatore e l'uscita in cc tutte le volte, mentre, con una uscita bilanciata

rispetto alla presa centrale, ce n'è solo uno su ogni lato. (Ci sono in totale ancora due raddrizzatori). Il raddrizzatore a ponte, come un raddrizzatore a doppia semionda, fornisce la corrente di carica necessaria al condensatore di stabilizzazione ogni mezzo periodo, portando a correnti massime più piccole ed a condensatori più piccoli per una certa stabilizzazione, rispetto al raddrizzatore di semionda.

Strutture di Raddrizzatori di Potenza

Una varietà di strutture operative possono essere ottenute dall'uso di un raddrizzatore a ponte ed un trasformatore a presa centrale. I quattro circuiti più utili sono dati dalla Fig. 2-10 fino alla 2-13. I primi due circuiti non richiedono l'uso di un avvolgimento di trasformatore a presa-centrale; il primo circuito

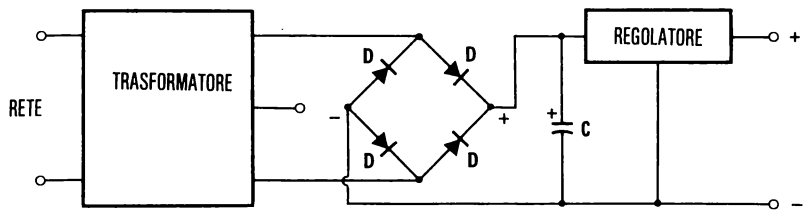


Fig. 2-10. Un circuito alimentatore a tensione regolata positiva.

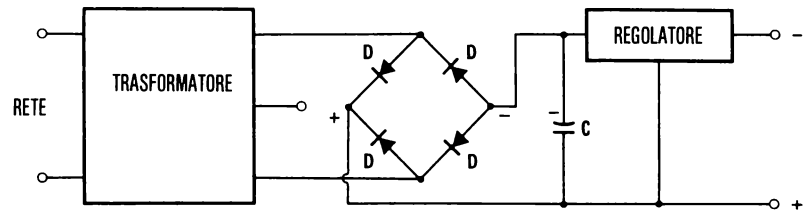


Fig. 2-11. Un circuito alimentatore a tensione regolata negativa.

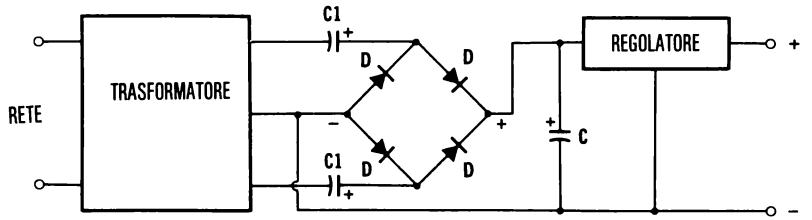


Fig. 2-12. Un circuito duplicatore regolato positivo.

fornisce una tensione regolata positiva, ed, il secondo, una tensione regolata negativa. Con variazioni minori, questo circuito può anche essere usato come un duplicatore di tensione a doppia semionda a ponte che duplica la tensione massima disponibile da un trasformatore a presa centrale ad un lato dell'avvolgimento standard a presa centrale (Fig. 2-12 e 2-13). Può anche dare in uscita una tensione positiva oppure negativa, e può usare ogni appropriato regolatore allo stato solido (Nota: tutti i condensatori usati nell'alimentatore elettrico hanno un valore di almeno 100 μF. La loro dimensione può essere calcolata).

Un singolo circuito può essere usato per fornire sia una tensione regolata positiva che una tensione regolata negativa, come mostrato nella Fig.2-14. Questo

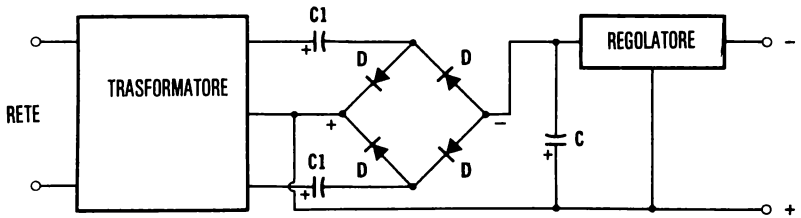


Fig. 2-13. Un circuito duplicatore regolato negativo.

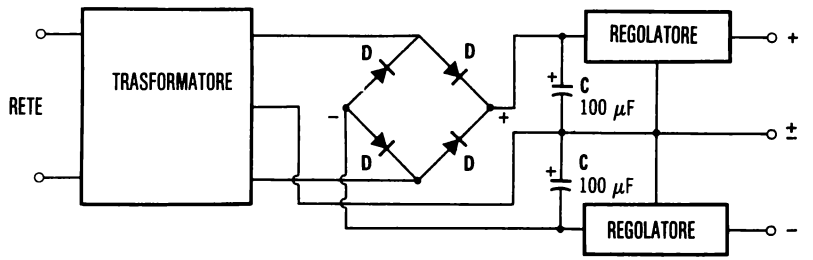


Fig. 2-14. Un circuito alimentatore a tensione duale.

circuito può essere usato con qualsiasi dei due schemi appena descritti per fornire combinazioni di tensioni che sono utili per la prova del transistore. Queste tensioni sono tipicamente $+ 2V_m + V_m$, $-V_m$, e $- 2V_m$, dove V_m è la tensione ottenuta da metà dell'avvolgimento usando un raddrizzatore a semionda. Una variante di questo schema da usare con essa, è stata progettata per dare le varietà di tensioni utili al fine di provare i transistori. Questo schema può fornire sia tensioni positive che negative, tutte regolate, in valori da 5 Volt, 12 fino a 15 Volt, ed una tensione variabile che è regolabile tra 2 e 12 Volt.

Raddrizzatori Duplicatori di Tensione

È importante sapere come funziona un duplicatore di tensione. Ci sono due forme di questa struttura, il duplicatore a semionda e il duplicatore a ponte. I circuiti sono mostrati nella Fig. 2-15. Qui la trattazione si atterrà solo ai duplicatori a semionda poichè il duplicatore a ponte è l'equivalente del doppio semionda, in tutti gli aspetti, eccetto nel fatto che entrambi i duplicatori assorbono la corrente di carica su entrambi i mezzi periodi, mentre il duplicatore a semionda lo fa solo su un mezzo periodo. In ogni caso, sono necessari due raddrizzatori nel duplicatore per ogni singolo raddrizzatore di un circuito convenzionale. La

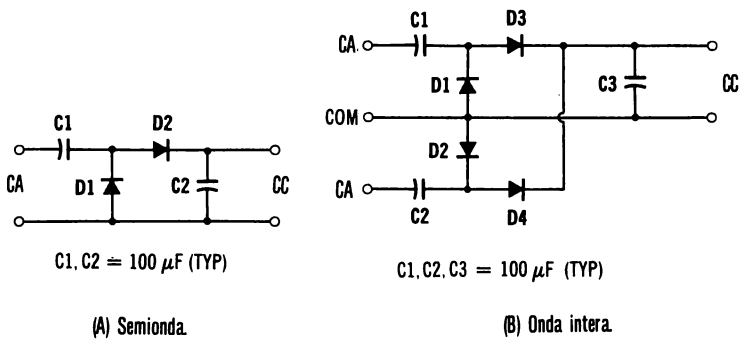
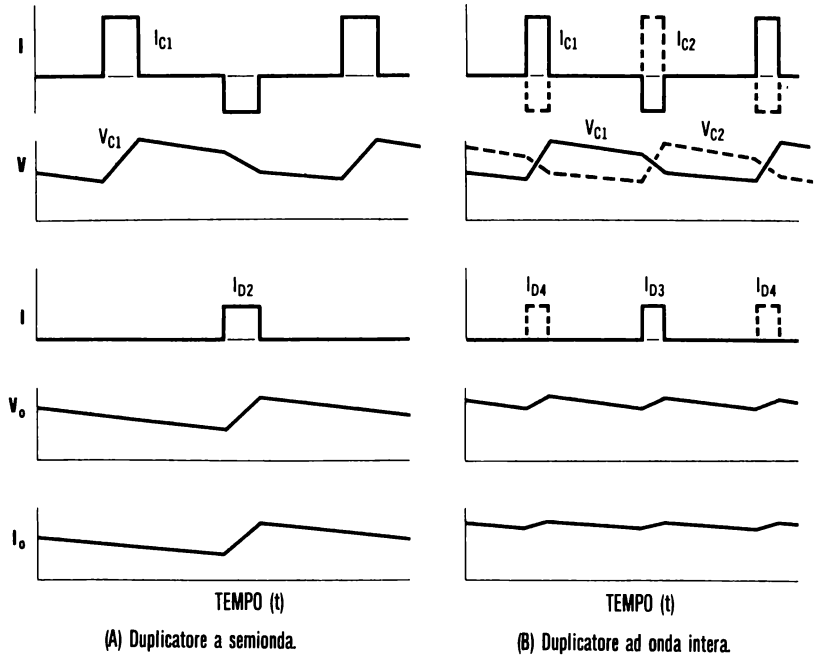


Fig. 2-15. Circuiti duplicatori di tensione.

struttura conveniente del duplicatore a doppia semionda è che il raddrizzatore convenzionale a ponte è idealmente adottabile per l'uso in esso.

Il duplicatore è semionda usa due raddrizzatori e due condensatori. Il raddrizzatore d'ingresso provoca l'immagazzinamento di una carica in un condensatore, collegato in serie con l'uscita del trasformatore, chiudendo la via di conduzione a massa (Fig. 2-15 A). Quando s'inverte la polarità del trasformatore, questo raddrizzatore si spegne, e la somma della tensione del trasformatore e della tensione del condensatore è applicata al secondo raddrizzatore. Questo raddrizzatore conduce, e permette a parte della carica sul primo condensatore, aumentata dalla tensione del trasformatore, di essere depositata nel secondo condensatore. Questo periodo si ripete e, nel processo, la tensione attraverso il secondo condensatore si avvicina a due volte il valore massimo disponibile dall'avvolgimento del trasformatore (Fig. 2-16). Ci vuole un certo numero di periodi perchè la tensione si possa portare al suo valore operativo. Una caratteristica interessante di questo alimentatore è che il trasformatore deve fornire gli impulsi di corrente ogni mezzo periodo, ma l'uscita è caricata solo una volta ogni periodo. Con la struttura del duplicatore a ponte a doppia semionda, comunque, entrambe le parti dell'avvolgimento forniscono la corrente ogni mezzo periodo e, perciò, il condensatore di uscita carica anche ogni mezzo periodo. Potete spiegare perchè?



(A) Duplicatore a semionda.

(B) Duplicatore ad onda intera.

Fig. 2-16. Forme d'onda di alimentatori-duplicatori di tensione.

La ragione è che mentre un raddrizzatore d'ingresso sta caricando il condensatore in serie con il trasformatore, il raddrizzatore di uscita sul lato opposto è polarizzato in senso diretto e sta caricando il condensatore di uscita. Poichè il condensatore di uscita è comune, è caricato prima da un raddrizzatore di uscita e poi dall'altro. Troverete questo circuito duplicatore di tensione molto più conveniente del circuito duplicatore a semionda.

L'Alimentatore con Raddrizzatore a Scala

L'alimentatore a scala è un'estensione del circuito duplicatore di tensione ed usa lo stesso principio due o tre volte per raggiungere alte tensioni con correnti molto piccole. Probabilmente è l'alimentatore più conveniente da usare per i raddrizzatori di prova e per i diodi zener ad alta tensione. L'alimentatore a scala si basa sul duplicatore a semionda, ed usa una scala di condensatori e una serie di

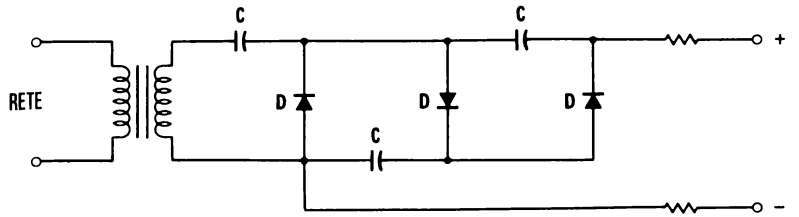
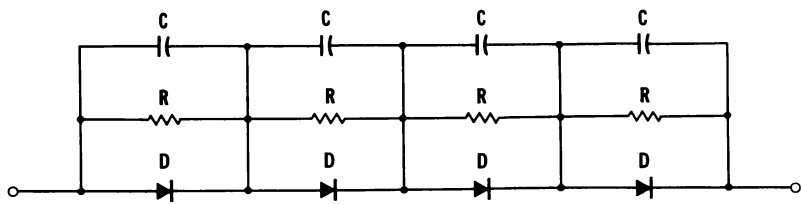


Fig. 2-17. Alimentatore-moltiplicatore a scala

diodi collegati trasversalmente. Si deve prestare attenzione così che i diodi siano installati con la polarità giusta! (vedere la Fig. 2-17). I rispettivi condensatori caricano sull'appropriato mezzo periodo, e la carica viene trasferita gradino per gradino sulla scala fino alla tensione massima che si ha in uscita. La capacità di corrente di questo dispositivo è piuttosto piccola, ma la *TENSIONE È PERICOLOSA!* State attenti! Come potete vedere ci sono resistori che limitano la corrente erogata dall'alimentatore al condensatore principale, ma può tuttavia generare un brutto shock. Quando osservate la gamma di tensione di uscita ottenibile dall'alimentatore, capirete perchè è conveniente avere una tale alimentazione.

Probabilmente già sapete che è possibile incontrare dei raddrizzatori a tensione estremamente alta particolarmente negli oscilloscopi e ricevitori televisivi in bianco e nero e a colori. Se è necessario fare riparazioni temporanee, questa può essere fatta usando ordinari raddrizzatori al silicio ad alta tensione. Comunque, dovete essere certi di avere un bilancio resistivo e capacitivo attraverso tutti gli elementi della catena (Fig. 2-18). Se i raddrizzatori hanno individualmente valori differenti di resistenza inversa e differenti capacità interne, i dispositivi aventi le resistenze inverse più alte e le capacità più piccole, si dimostreranno avere la tensione applicata più alta. Per evitare guasti a causa di questo, bisogna prendersi cura di equilibrare le resistenze e le capacità. Questo li rende individualmente meno efficaci ma, allo stesso tempo, assicura che non si guasteranno a causa della sovratensione. Gli elementi interni in raddrizzatori speciali che potete comperare, specialmente per impieghi generali, sono stati adattati con il risultato che possono sopportare una tensione totale senza compensazione. Comunque, si possono



C = 100 pF; R = 1 MEG (TYP)

Fig. 2-18. Bilanciamento del carico sui raddrizzatori.

avere guasti, e in realtà si hanno, dovuti ad uno sbilanciamento interno presente anche in questi.

Effetti di Immagazzinamento dei Raddrizzatori

Questo richiama l'attenzione sulla domanda: cosa succede quando un raddrizzatore è spento molto rapidamente? Potete avere un accenno a quello che succede mettendo un piccolo condensatore attraverso un raddrizzatore (sotto prova) per farlo "comportare male". Altrimenti, l'azione è probabilmente troppo veloce da vedere sulla maggioranza degli oscilloscopi. Per questa prova, avrete bisogno di un piccolo resistore per la misura di corrente in serie con il vostro raddrizzatore (Fig. 2-19). Quando fate funzionare il circuito, troverete che c'è una breve ma significativa corrente inversa transitoria dato che il condensatore si carica mentre il raddrizzatore cessa la conduzione. (Più propriamente, l'immagazzinamento è un risultato della carica che rimane durante lo spegnimento, ma il condensatore dà un effetto simile).

Il progetto del diodo snap è tale da aumentare l'ampiezza e minimizzare la durata dell'impulso di corrente risultante dagli effetti di immagazzinamento. Il dispositivo risultante può "scaricare" la carica immagazzinata in un circuito accordato, eccitandolo, e allo stesso tempo, generare una frequenza di uscita relativamente stabile che è un multiplo della frequenza del generatore. Ci può essere una sostanziale instabilità di fase in un tale circuito, particolarmente quando è alto il rapporto di moltiplicazione. Questi dispositivi usano l'immagazzinamento come aiuto per la generazione di armoniche.

Questo fenomeno di scarica di energia è un problema serio con diodi di commutazione ad alta velocità, i quali devono essere progettati per minimizzare sia la carica totale che la durata dell'impulso. Allo stesso tempo, è desiderabile avere la conducibilità diretta del diodo quanto più alta possibile. Fortunatamente, entrambe queste funzioni possono essere compiute allo stesso tempo introducendo il tipo giusto di drogante capace di intrappolare cariche minoritarie durante

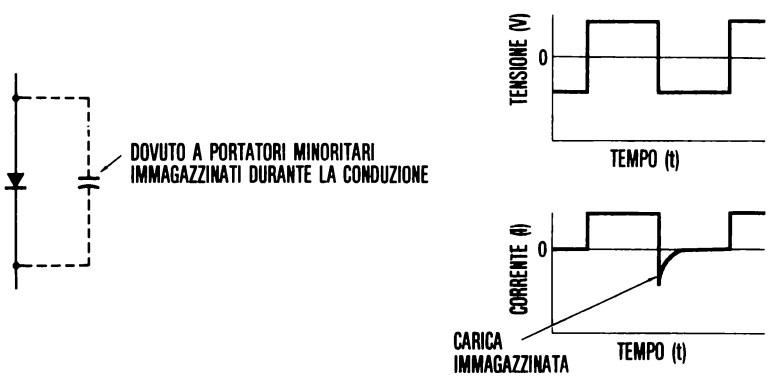


Fig. 2-19. Circuito equivalente ad immagazzinamento di carica.

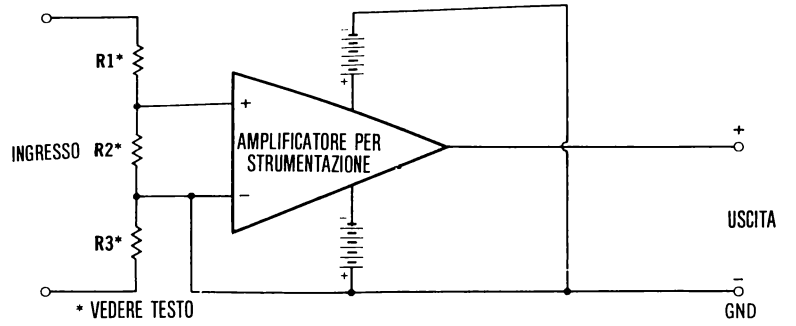
l'inversione, ed è allo stesso tempo in grado di aiutare la conduzione diretta. Dovreste tenere in mente questi punti quando scegliete dei diodi per usi di commutazione.

FENOMENI DI MODO COMUNE

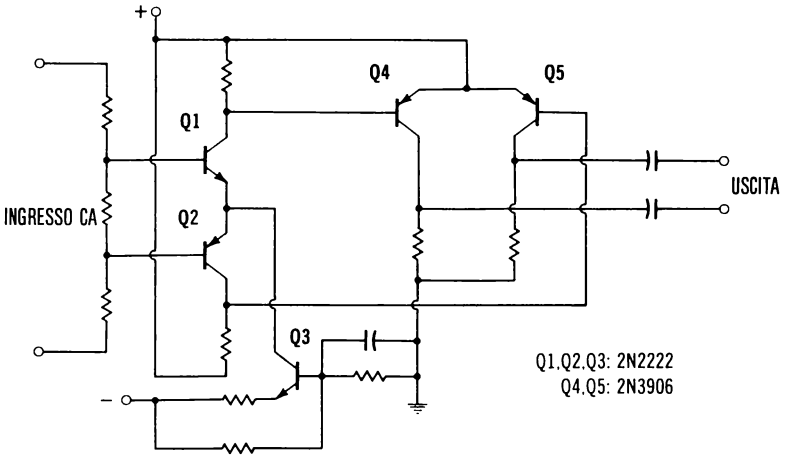
Le tensioni di modo comune possono essere un problema serio in alcuni tipi di circuiti elettronici. Quando avete bisogno di misurare una differenza di tensione tra due punti senza disturbarli e senza contaminare anche la vostra lettura dovete "rigettare" una tensione apparente che esiste rispetto a massa. Fino a quando userete degli strumenti indicatori elettromeccanici convenzionali, non dovrete utilizzare spesso un riferimento a massa. Comunque, questo non è necessariamente il caso con gli strumenti elettronici. La tensione al punto intermedio dei vostri punti di misurazione è chiamata "tensione di modo comune". Spesso avrete bisogno di fare una misura della differenza di tensione quando la tensione di modo comune può essere dieci o cento volte il segnale di tensione desiderato. L'abilità di "rigettare" questa tensione di modo comune è chiamata "rapporto di reiezione di modo comune".

Dovrete confrontarvi piuttosto spesso con la tensione di modo comune ed i problemi dei segnali di reiezione di modo comune mentre cercate di ottenere buone misure su dispositivi attivi. Troverete anche che è un problema comune. La difficoltà sta nel fatto che è impossibile misurare una corrente senza inserire una resistenza, ed è impossibile misurare una tensione senza mettere almeno un piccolo carico attraverso esso. Ecco perchè vi occuperete di questo problema ed avrete bisogno di alcune speciali tecniche di misura per la tensione continua e la corrente continua usata dai vostri dispositivi. Nel prossimo capitolo troverete che la retroazione (feedback) che si può sviluppare ai capi di una resistenza di misura può essere intollerabile quando si usano dispositivi allo stato solido.

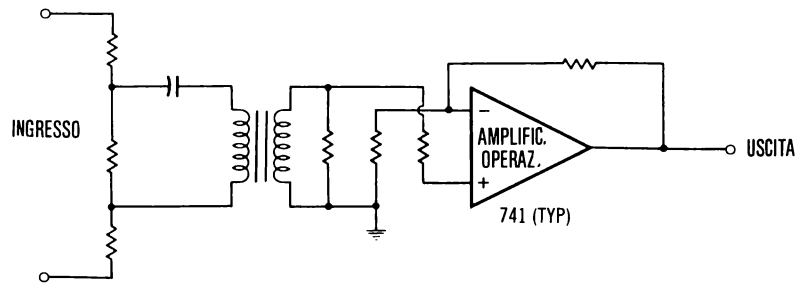
Idealmente, avete bisogno di amplificare il segnale differenziale abbastanza da separarlo dalla tensione di modo comune. Poi, forse, dovreste stabilire un riferimento indipendente per uno strumento di misura o usare un trasformatore per completare l'isolamento. Alcune delle possibili disposizioni circuitali sono mostrate nella Fig. 2-20. Per scopi di taratura usate 1.000 ohm per i resistori R1 ed R3 e 25 ohm per R2. Quando tarate spegnete l'alimentazione elettrica dell'amplificatore. Se potete sufficientemente amplificare la tensione differenziale (indipendentemente dalla componente di modo comune), potete largamente eliminare l'effetto del componente di modo comune, ma se vi è richiesto di accettare una massa comune per entrambi i circuiti (come un circuito ai capi di una resistenza che misura la corrente di emitter ed un circuito per misurare la tensione di base), allora può essere che un trasformatore sia indispensabile. Se state fornendo un segnale ad uno strumento di misura (che può essere per sua natura indipendente dalla terra) generalmente non esisterà questo problema di riferimento.



(A)



(B)



(C)

Fig. 2-20. Alcune tecniche per isolare la tensione di modo comune.

ESPERIMENTO 1

Verifica della Linearità relativa dei Resistori

Per questo esperimento potete convenientemente usare il vostro alimentatore elettrico a tensione variabile (vedere il Capitolo 7). Le cose che osserverete includono la linearità, l'effetto della temperatura e alcune delle differenze nelle proprietà di vari tipi di resistori (a filo avvolto, a strato metallico, a strato di carbone, carbonio ecc.).

Passo 1

Collegate il vostro circuito come mostrato nella Fig. 2-21. Un voltmetro convenzionale e un milliamperometro convenzionale saranno adeguati per questa

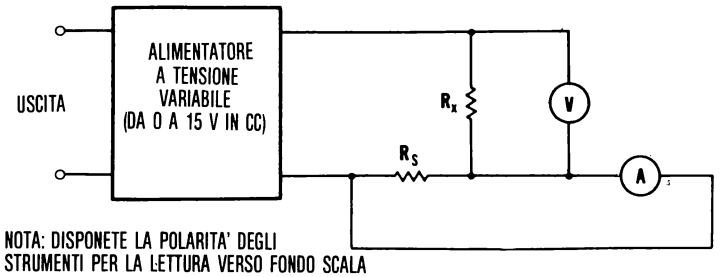


Fig. 2-21. Circuito misuratore di resistenza.

prova. (Un voltmetro digitale andrebbe ugualmente bene). Scegliete un valore di resistenza tale da avere approssimativamente una lettura della corrente sul fondo scala alla tensione massima dal vostro alimentatore (ad esempio, con un massimo di 12 volt e una corrente di 2 mA, potreste scegliere una resistenza di 5.600 ohm). Per la prima serie di prove, usate un resistore al carbonio convenzionale. Fate i vostri calcoli nei seguenti spazi vuoti per determinare il giusto valore di resistenza:

$$R = V/I$$
$$= (\text{————}) / (\text{————})$$
$$= \text{————} \text{ ohm}$$

Passo 2

Ponete la tensione di alimentazione al suo valore minimo e leggete il valore del flusso di corrente ai capi della resistenza. Poi, leggete la tensione ai capi di essa. Registrate i valori nella Tabella 2-1. Notate che la tabella ha spazio per le misure di più di un resistore. Ora prendete un saldatore caldo ad alto wattaggio e portatelo vicino al resistore. Annotate ogni cambio nella corrente e registrate la lettura nell'appropriata riga ΔI della tabella. Fate lo stesso con un cubetto di ghiaccio o

usate del ghiaccio secco se sapete come trattarlo e se potete averne un po'. Nelle ultime voci riporterete i coefficienti di temperatura in corrispondenza con il Passo 6.

Tabella 2-1. Tabella dei Dati della Resistenza

Tipo di resistore				
V				
I				
R_N				
ΔI_h				
ΔI_c				
ΔI_{vc}				
R_h				
R_c				
R_{vc}				
α_h				
α_c				
α_{vc}				

Passo 3

Ripetete il Passo 2 a tensioni differenti (fino al massimo che potete ottenere dall'alimentatore). Registrate i dati nelle rimanenti colonne.

Passo 4

Calcolate i valori di resistenza nominale dai valori di tensione e di corrente che leggete per le condizioni di temperatura normale, scaldata e raffreddata, e registratele nella Tabella 2-1. Poi, preparate un'altra tabella per l'uso con resistenze addizionali. Quanto sono cambiate le resistenze? Registrate i dati nella Tabella 2-2

Tabella 2-2. Dati di Test

R_N				
ΔR_h				
ΔR_c				
ΔR_{vc}				

Passo 5

Ripetete la prova se avete una bomboletta di congelamento. Questa volta, gelate il resistore con lo spray e registrate le vostre resistenze normali e gelate, come calcolato, nella Tabella 2-3.

Tabella 2-3. Dati di Test

R_N				
R_{ch}				

Passo 6

Stabilite i valori di resistenza usando le temperature dell'acqua bollente e del ghiaccio. Calcolate il coefficiente di temperatura di resistenza per il resistore usando l'equazione:

$$R = R_o (1 + \alpha\Delta T) \qquad \text{(Eq. 2-5)}$$

dove,

α è il coefficiente di temperatura della resistenza,

ΔT è la variazione di temperatura.

Quanta differenza avete osservato tra i coefficienti di temperatura quando avete scaldato la resistenza e quando avete raffreddato la resistenza? Spiegate ciò che credete causi questo.

Il coefficiente di temperatura è quello che noi chiamiamo un coefficiente empirico, in quanto non c'è normalmente una base analitica per il suo uso. Con i metalli puri, il suo valore è più o meno l'inverso della temperatura assoluta al quale è stata fatta la misura, cioè, al punto di ghiaccio fondente, è approssimativamente 1/273 oppure 0,00366. Comunque, differisce largamente da questo valore con leghe e materiali del tipo semiconduttori, dei quali il carbonio è uno. Con quest'ultimo, alfa può essere o positivo o negativo, e può essere piuttosto grande o piccolo quando è confrontato con 1/T.

Passo 7

Avete bisogno di provare alcuni altri tipi di resistori come quelli a filo avvolto, a strato metallico, strato di carbonio, boro-carbonio, o qualsiasi cosa potete ottenere, nella stessa maniera in cui avete provato il resistore scelto nel Passo 1. Includeteli nella tabella che avete preparato per il Passo 4. Usate anche una

bobina di filo isolato e ripetete le prove. Credete che potreste ottenere un termometro da ognuno di questi? Spiegate perchè lo credete.

Le proprietà richieste per fare un termometro a resistenza affidabile sono: prima, una resistenza stabile; seconda, un coefficiente di temperatura di valore uniforme (oltre la gamma di resistenza usata); terza, un valore adeguatamente grande di coefficiente per rendere utile la misura della variazione di resistenza. Dovreste basare la vostra decisione sul come trovate soddisfacenti le proprietà delle resistenze che avrete provato.

ESPERIMENTO 2

Relazione Corrente Tensione di un Diodo

In questo esperimento, confronterete il comportamento che avete osservato nei diodi con il comportamento osservato nei resistori. Si suggerisce di usare uno o più diodi 1N914, poichè sono eccellenti e facilmente reperibili.

Passo 1

Per questo esperimento avrete bisogno o di un voltmetro digitale sensibile o di un milliamperometro e voltmetro ad alta sensibilità (vedere il Capitolo 7 per la descrizione di una unità "fatta in casa" che farà questo lavoro). Se state usando un voltmetro digitale, o un voltmetro o un milliamperometro, è importante che troviate la sensibilità di tensione dell'unità quando è usata come milliaperometro. Poichè è anche desiderabile provare ogni milliamperometro analogo che voi pensate di usare, il primo passo è fare questa prova. Riferitevi al circuito dato nella Fig. 2-22. Usate una pila a secco da 1,5 V (una cella C oppure D) e connettete il

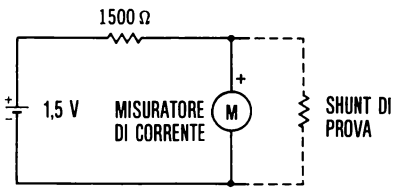


Fig. 2-22. Circuito per calibrare la sensibilità dello strumento di misura.

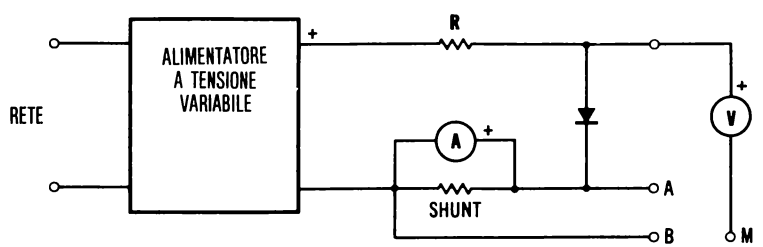
circuito come mostrato. Presumendo che stiate usando uno strumento di misura con fondo scala 1 mA e che avete una buona batteria, lo strumento di misura dovrebbe "leggere" il fondo scala con questo equipaggiamento. (Se il vostro strumento ha una sensibilità differente, scalate in conseguenza la resistenza). Poi

collegate la resistenza in parallelo come indicato nella Fig. 2-22 e regolate il suo valore fino a che il contatore "legga" metà scala. La resistenza in parallelo uguaglia la resistenza interna del vostro strumento. Per uno strumento adatto per il lavoro che state per compiere, uno strumento di 1 mA dovrebbe avere una resistenza interna di 5 ohm al massimo. (Nessun altro strumento in commercio analogo è così sensibile).
Quando usate strumenti aventi sensibilità differenti, il prodotto della lettura della corrente di fondo scala diviso per la resistenza misurata non dovrebbe superare i 5 mV.

Quando usate un voltmetro digitale, in particolare uno strumento da $3\,^1/_2$ digit, può essere possibile scegliere come "fondo scala" la lettura di 5 oppure 10 mV. La vostra precisione può non essere migliore del 20% in quel caso, ma la perdita di precisione è meno severa di quanto lo sia la perdita degli effetti dell'uso di un valore più alto della tensione di fondo scala. (Se siete abbastanza fortunati da avere un voltmetro digitale che legge $3\,^1/_2$ digit con una sensibilità a fondo scala di 200 mV, siete fortunati poichè la vostra lettura può essere entro pochi per cento). Un modo semplice per aumentare la sensibilità di ogni strumento è tramite l'uso di un amplificatore operazionale LM4250. È collegato come un moltiplicatore booster per 10 o con un vom convenzionale o con un dvm che ha una sensibilità inadeguata o un numero di digit inadeguati. Un circuito consigliato per questo scopo è incluso nell'Appendice B. Dovrete essere sicuri di avere regolato lo zero e di avere controllato la sensibilità degli strumenti prima che procediate.

Passo 2

Potete collegare gli strumenti nell'appropriata configurazione del circuito mostrato nella Fig. 2-23, contando su quello che avete. Il vostro voltmetro deve essere utilizzabile come voltmetro differenziale, così da avere quanta più precisione possibile, poichè andrete a misurare valori sotto i 50 mV nella maggioranza dei casi. Avete bisogno del milliamperometro a sensibilità molto alta così che le variazioni di tensione attraverso la resistenza misuratrice di corrente non possano introdurre errori di tensione e di amplificazione. Per chiarirvelo meglio, presu-



NOTA: IL RITORNO DVM PUO' ESSERE COLLEGATO
DA M AD A.
IL RITORNO VOM È COLLEGATO DA M A B.

Fig. 2-23. Rilievo delle caratteristiche statiche dei diodi.

miamo che le vostre misure iniziali abbiano dato 5, 10, 20, 40 e 80 millivolt ai capi del milliamperometro. Il calcolo dell'errore che incontrereste nel misurare la variazione nella tensione ai capi del diodo (in serie con questo strumento) è illuminante. Se presumete che la corrente del diodo varii da 2 a 1 per ogni caduta della tensione da 18 mV (da anodo a catodo) e, se usate il milliamperometro menzionato sopra, 18 mV sembrerà una tensione più grande se il misuratore di corrente è anche incluso nella misura di tensione. Cosa troverete?

La vera caduta di tensione ai capi del diodo sarà di 18 mV, come si può rilevare con lo strumento collegato direttamente. Quando lo strumento è collegato ai capi del diodo e del milliamperometro per impedire al milliamperometro di leggere la corrente del voltmetro, comunque, la tensione apparente avrà valori di variazione di 23, 28, 38, 58, 98 millivolt. Come risultato, i valori apparenti di resistenza del diodo daranno più elevati del 27, 56, 111, 222 e 444%. Con qualsiasi cosa, oltre circa i 20 mV collegati attraverso lo strumento, misurerete quasi il solo strumento non il diodo.

Tutto questo significa che dovete misurare la tensione direttamente ai capi del diodo con uno strumento ad impedenza d'ingresso molto alta, e dovete essere capaci di misurare *piccole cadute* con buona precisione. Fortunatamente, il valore statico della tensione (che è sensibile alla temperatura e può essere circa mezzo volt) è molto meno importante. Una maniera conveniente di trattare il problema è l'introduzione di un "riferimento di zero" regolabile. Poi, potete misurare cadute rispetto ad esso. Questa è la tecnica usata nello strumento ad alta sensibilità che è descritta nelle trattazioni delle strumentazioni speciali.

Passo 3

Ora, applicate la tensione al vostro diodo e misurate la corrente del diodo nell'anodo con uno strumento analogo. Misurate le cadute di tensione da anodo a catodo sul diodo, regolando l'offset dello zero a zero appena prima di passare in condizioni operative. Regolate la resistenza in serie per duplicare la corrente attraverso il diodo e leggete la caduta della tensione ai capi del diodo. La caduta dovrebbe essere di circa 18 mV se la corrente è misurata esternamente alla misura di tensione, altrimenti sarà 18 mV più la tensione di milliamperometro. Il misuratore di corrente deve essere molto sensibile così potete usarlo, se necessario, nel circuito elettrico completo.

Dovrete compiere l'esperimento con lo strumento in entrambe le posizioni, ed usando sia gli strumenti a sensibilità normale che quelli ad alta sensibilità. Perciò, potrete verificare che è vero il problema della perdita di corrente dello strumento. Sarà opportuno stimare l'effettiva resistenza del diodo a una corrente del diodo di

1 mA e di 10 mA. Sulla base di questi dati, potete calcolare il valore teorico della resistenza effettiva e potete acquisire dati che vi permettono di stimare il valore effettivo, usando sia lo strumento normale che quello ad alta sensibilità. (Consiglio: usate dei valori di corrente che sono il 20% in più del valore di prova ed il 20% in meno e determinate i rapporti di ΔI a ΔV ad ogni punto). Mettete i risultati nella Tabella 2-4.

Tabella 2-4. Dati di Test

I_{nom}				
ΔI				
ΔV				
Y_t				
Y_c				

Dovrebbero essere registrati e calcolati separatamente i dati per entrambe le condizioni di prova, con la tensione misurata ai capi del solo diodo e, poi, ai capi di diodo e strumento. I dati di Y_c sono i valori ottenuti prendendo il rapporto della variazione di I rispetto alla variazione di V, e i dati di Y_t sono ottenuti usando l'equazione:

$$Y_t = (q/kT)\ I \qquad \text{(Eq. 2-6)}$$

Passo 4

Ripetete lo stesso esperimento con altri diodi al silicio e anche con diodi per piccoli segnali al germanio. Si comportano essenzialmente nella stessa maniera? Registrate i dati nella Tabella 2-5.

Tabella 2-5. Dati di Test

I_{nom}				
ΔI				
ΔV				
Y_t				
Y_c				

Il diodo al germanio richiede una tensione molto inferiore per iniziare la conduzione, ma, per il resto, si comporta esattamente nella stessa maniera del tipico diodo al silicio. Vari diodi possono richiedere tensioni differenti per stabilire un

livello di conduzione iniziale, ma la caduta di tensione richiesta per una variazione di corrente da 2 ad 1 (un aumento o una diminuzione) è approssimativamente 18 mV come notato precedentemente.

Passo 5

Usando il diodo originale, duplicate la corrente che lo attraversa in diversi passi successivi. Per fare questo, cosa potete cambiare oltre al generatore di tensione? Disponete in tabella la caduta di tensione ogni volta e riportate i dati su un grafico. (È generalmente conveniente riazzerare il voltmetro differenziale all'inizio di ogni fase regolando di nuovo la tensione di riferimento). Disponete in tabella, riportate i dati sul grafico dato nella Fig. 2-24 e spiegate i vostri risultati.

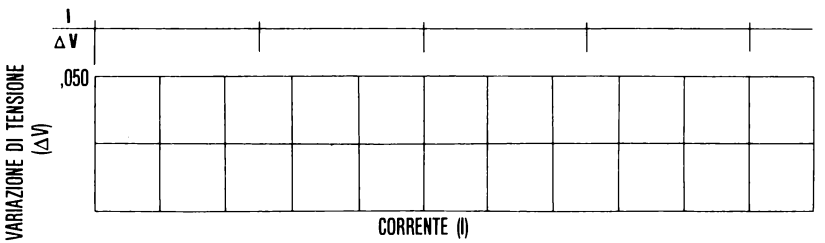


Fig. 2-24. Grafico di I in funzione di ΔV.

L'autore ha trovato che la caduta di tensione era abbastanza vicina al valore di 18 mV fino a che la corrente diventò piuttosto alta. Fu supposto che era una conseguenza della resistenza interna del diodo che diventava man mano sempre più rilevante. Fino a quando la caduta di tensione è inferiore a circa 25 mV per la variazione da 2 a 1, il vostro diodo dovrebbe funzionare in modo soddisfacente.

Passo 6

Ripetete i passi precedenti sia per gli aumenti che per le diminuzioni della corrente per i vostri diodi di prova, e determinate se trovate delle irregolarità. Se le trovate, cercate di spiegarle. Sommate i dati alle precedenti tabelle e grafici (diagramma).

Il comportamento dei diodi in presenza di correnti molto basse può essere piuttosto difficile da predire. Con correnti alte, come notato precedentemente, la resistenza interna può divenire importante e può limitare l'efficienza. In più, potrete trovre un diodo che oscillerà. Questi diodi possono costituire una sorpresa. Significa che hanno una regione di immettenza negativa di qualche tipo.

ESPERIMENTO 3

Ulteriori Prove sui Diodi

Fino ad ora, abbiamo provato principalmente un tipo di diodo. La prossima domanda a cui rispondere è chiara: tutti i diodi si comportano in questo modo? Anche i raddrizzatori si comportano in questo modo?

Passo 1

Potete identificare il materiale del quale è fatto il diodo che state provando notando la tensione che appare ai suoi capi quando gli scorre una corrente di 1

Tabella 2-6. Dati di Prova Diodi

Diodo				
I				
ΔV				
Y				
Diodo				
I				
ΔV				
Y				
Diodo				
I				
ΔV				
Y				

mA. Tipicamente, un diodo al silicio mostrerà una caduta di tensione di circa mezzo volt, mentre, un diodo al germanio mostrerà una caduta di tensione che è più vicina ad un quinto di volt. Ripetete le prove del Passo 6 nell'Esperimento 2, usando diversi altri diodi del tipo 1N914. Poi, provate alcuni diodi fatti con materiali alternativi come il germanio, l'arseniuro di gallio (LED) ed ogni altro materiale che potete avere. Segnate questi diodi così potrete identificarli più tardi per ulteriori prove. Disponete i dati nella Tabella 2-6.

Passo 2

Quando provate i diodi sopra menzionati e registrate i dati, dovrete preparare i dati da riportare. In questo passo invece di usare la scala per la corrente 2:1 come sopra, dovreste usare una scala logaritmica come indicato nel grafico nella Fig.

2-25. Questo causerà una relazione esponenziale come quella nella Equazione 2-1 per dare una retta orizzontale per la relazione di ΔV in termini del logaritmo di I. Riportate i dati per i diodi di cui sopra, e notate particolarmente dove tutti i dispositivi possono iniziare a mostrare valori più grandi di caduta di tensione. Questi dati vi daranno una indicazione, campo di misura, al di sopra del quale i dispositivi obbediranno all'Equazione 2-1.

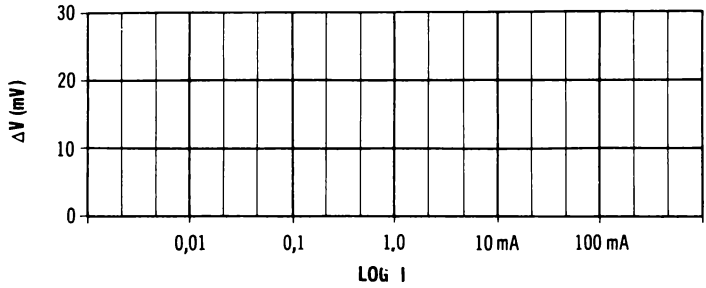


Fig. 2-25. Grafico di ΔV in funzione del log I per diodi tipici.

Passo 3

Scegliete un diodo che quando riportato nella Fig. 2-25, ha una caratteristica curvata in qualche regione. Poi, riportate nuovamente i dati per quella regione della curva sulla carta millimetrata convenzionale. Il nuovo grafico sembra avvicinarsi ad una linea retta quanto riportate la tensione (V) in funzione della corrente (I)? Sapete spiegare il significato di questo? (Se preferite la curva può essere riportata graficamente come ΔV - ΔI).

Si è trovato che dove la rappresentazione grafica del semilogaritmo sembra produrre un contorno curvo, l'uso di scale lineari tende ad avvicinarsi ad una linea retta. Questo indica che, fino a che l'impedenza al piccolo segnale del diodo è grande comparata alla sua resistenza, otterrete una caratteristica esponenziale, mentre laddove l'impedenza interna del diodo è sufficientemente piccola, la resistenza in serie controlla il comportamento del dispositivo.

ESPERIMENTO 4

Caratteristiche dei Diodi in Presenza di Piccoli Segnali

In questo esperimento, ripeterete alcuni di quelli fatti nell'Esperimento 3, ma con un'aggiunta significativa. Introdurrete un piccolo segnale in ca sulla tensione

polarizzata in cc e stimerete l'effettiva conduttanza al piccolo segnale e resistenza del diodo ad ognuno della serie dei punti di funzionamento. I punti corrispondono ai punti nei quali avete già provato un diodo particolare. Il segnale ca che sovrapponete sulle condizioni operative di funzionamento cc non dovrebbe essere più di 10 mV. Può essere o un segnale di 60 Hz da un trasformatore e divisore di tensione come mostrato nella Fig. 2-26, oppure può essere un segnale ottenuto da

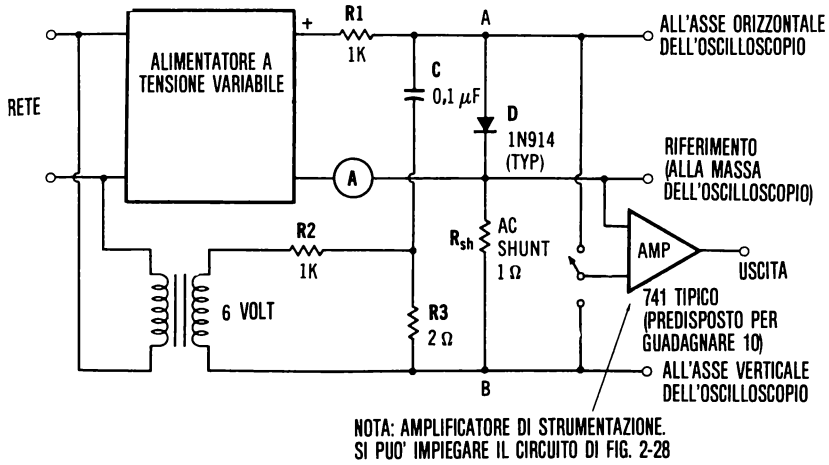


Fig. 2-26. Circuito per misurare l'impedenza del diodo con l'impiego di un segnale di prova a 60 Hz.

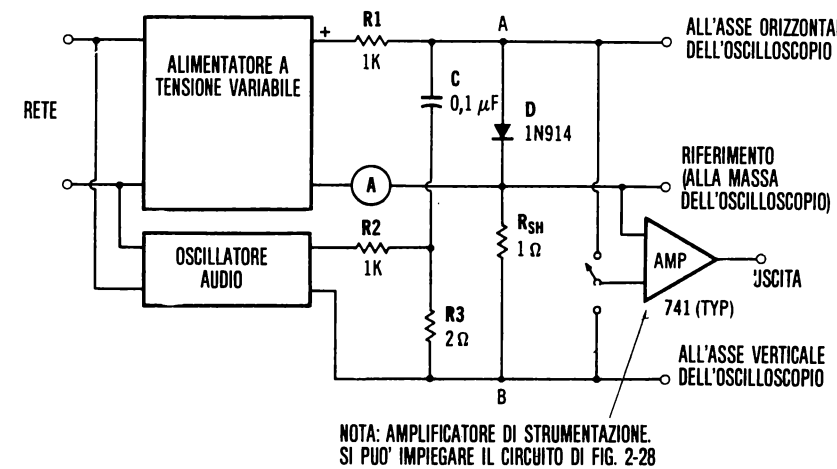


Fig. 2-27. Circuito per misurare l'impedenza del diodo con l'impiego di un segnale audio.

un oscillatore audio o un generatore di segnale audio (Fig. 2-27). (Questo ultimo è un esempio controllato con più precisione e più precisamente bilanciato del precedente).

Passo 1

Cablate il vostro circuito in conformità con la Fig. 2-26 oppure la Fig. 2-27, secondo quale tipo di sorgente di segnale state usando. Il segnale di prova è introdotto nel diodo attraverso un divisore di tensione ed un condensatore. L'amplificatore operazionale che è montato su una scheda senza saldature può essere usato per visualizzare la somma del segnale in ca attraverso il diodo o ai capi della derivazione da visualizzare nell'oscilloscopio. (Il fatto che dobbiate misurare il segnale di corrente nel ritorno di catodo mostra perchè era importante la precedente trattazione sull'effetto della resistenza in serie). Un interruttore unipolare, a due contatti è conveniente per commutare da una posizione all'altra. La misura deve essere fatta in questo modo per minimizzare gli errori di misura.

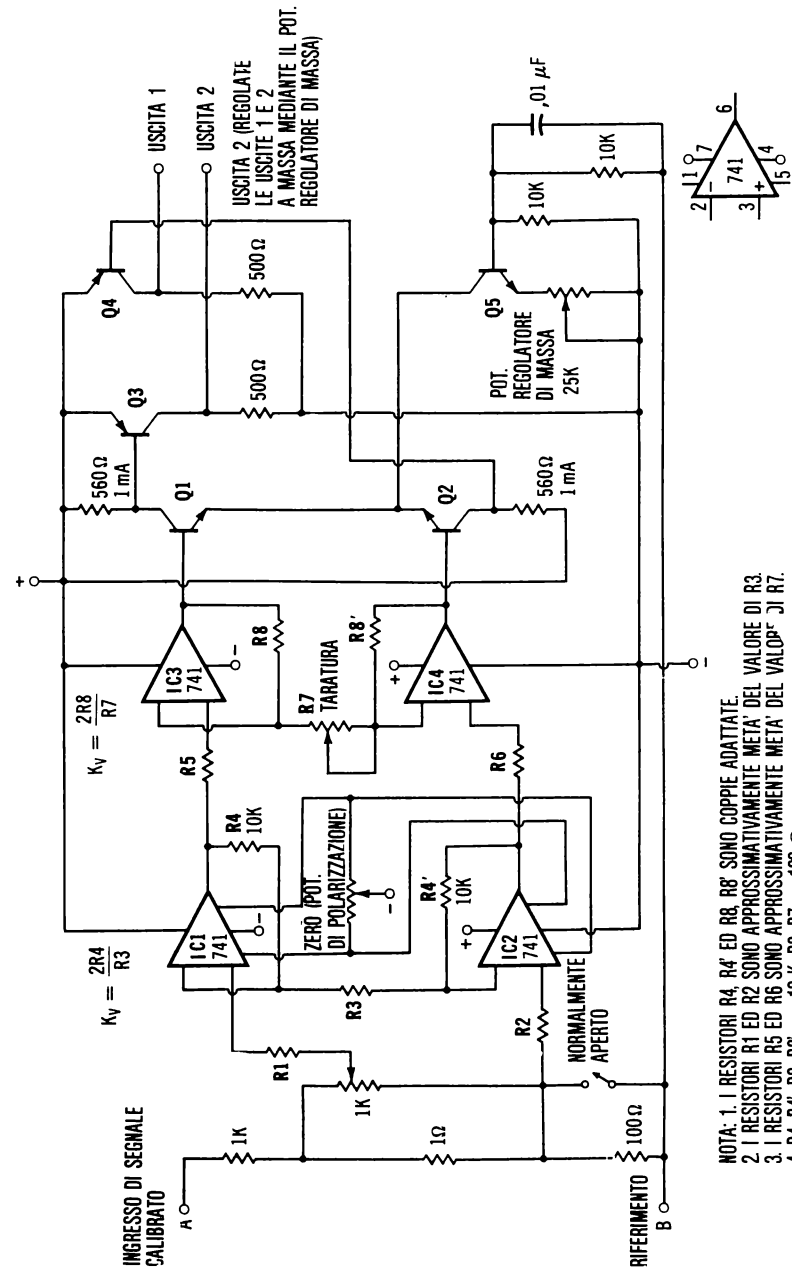
In alcuni casi, può essere richiesto ad un trasformatore isolato a capacità di estrarre il segnale di tensione.

Questo è solo il primo esempio che incontrerete nel quale esiste un problema di reiezione di modo-comune. Le difficoltà nel fare tali misure, a dispetto di questo problema, può essere una delle ragioni per cui non presentiamo in modo veramente chiaro molte delle caratteristiche di questi dispositivi allo stato solido.

Passo 2

Dopo aver fatto funzionare il circuito, rimpiazzate il diodo ed il suo resistore di misura con l'amplificatore per strumentazione ed il suo circuito di taratura mostrati nella Fig.2-28. (I punti A e B nello schema mostrato nella Fig. 2-28 devono essere collegati ai punti A e B, rispettivamente, nello schema di Fig. 2-26 o Fig.2-27, a secondo di quale circuito avete scelto di usare). Questa disposizione vi permetterà di bilanciare la vostra struttura ad amplificatore operazionale (op amp), che è veramente un amplificatore per strumentazione, per essere sicuri che stia funzionando propriamente. La combinazione di un resistore da 1 ohm e del potenziometro vi permetterà di inviare una piccola frazione del segnale per l'uso nella correzione del bilanciamento del vostro amplificatore. (Dopo la taratura, i resistori R1 e R2 mostrati nella Fig. 2-28 sono staccati dal circuito di taratura e usati come ingressi).

La prima fase del bilanciamento è di regolare il trimmer di ingresso o "bias pot" (potenziamento di polarizzazione) così che la tensione diretta è bilanciata come è indicato da un'uscita zero tramite un voltmetro collegato dall'Output 1 all'Output 2. Poi, lo zero o "bias pot" può essere regolato per dare una lettura minima. Il "bias pot" è collegato attraverso i pin (terminali) 1 e 5 dei due op amp d'ingresso che possono essere usati per questa regolazione. Poi un segnale di modo comune è introdotto dal potenziometro attraverso il resistore da 1 ohm, ed il segnale di



NOTA: 1. I RESISTORI R4, R4' ED R8, R8' SONO COPPIE ADATTATE.
2. I RESISTORI R1 ED R2 SONO APPROSSIMATIVAMENTE META' DEL VALORE DI R3.
3. I RESISTORI R5 ED R6 SONO APPROSSIMATIVAMENTE META' DEL VALORE DI R7.
4. R4, R4', R8, R8' = 10 K, R3, R7 = 100 Ω.
5. Q1, Q2, Q5 = 2N2222; Q3, Q4 = 2N3906.
6. IC1 ED IC2 SONO SPECCHI PER MIGLIORARE IL BILANCIAMENTO.

Fig. 2-28. Un amplificatore in cc-ca per la reiezione di modo comune.

trimmer è regolato di nuovo per minimizzare l'uscita ca dall'amplificatore complessivo (se non esegue il trimming per bilanciare, significa che la rete retroazionata (feedback) sugli ingressi dell'op amp non è propriamente bilanciata).

Se non potete azzerare l'uscita, collegate il voltmetro ai capi dei pin 6 di IC1 ed IC2 e regolate ad uscita zero. Se non potete ottenere una uscita zero, sostituite gli op amp 741 e provate ancora. Una volta che c'è un equilibrio ai capi di IC1 e IC2, ripetete il procedimento ai capi di IC3 e IC4, e poi ai capi di ogni coppia di transistori nel circuito. Una volta che avete ottenuto tutti dei buoni dispositivi, potete eseguire la regolazione di bilanciamento all'uscita con il bias pot.

Passo 3

Una volta compiuta la precedente regolazione, è necessario calibrare tutto l'amplificatore così da conoscere la sua sensibilità al segnale ca applicato. Questo può essere compiuto con il resistore di taratura in ca R7 mostrato nella Fig. 2-28. Poi un generatore di tensione noto può essere applicato alla taratura di ingresso e di uscita stabilita sull'indicatore. Avrete bisogno dell'arrangiamento di taratura mostrato sul lato sinistro della Fig. 2-28 per avere pronto e funzionante questo circuito. Una volta che il vostro circuito funziona, potete misurare il segnale in ca ai capi dello shunt che è in serie con il diodo ed essere ragionevolmente fiduciosi che le misure sono valide. Una volta tarato l'amplificatore, disinserite il circuito di taratura dai resistori R1 e R2 (il circuito di taratura consiste del resistore da 1K, del resistore da 1 ohm in parallelo con il potenziometro da 1K, il resistore da 100 ohm, e dell'interruttore adiacente). Poi, usate i resistori R1 e R2 come vostre entrate. Il morsetto di riferimento (punto B) dovrebbe essere collegato al riferimento nel circuito che utilizzate (Fig. 2-26 o Fig. 2-27). Il collegamento all'asse verticale dell'oscilloscopio può essere fatto all'uscita 1 o all'uscita 2.

Passo 4

Quando sono state completate entrambe le precedenti tarature, potete iniziare a variare la corrente che passa attraverso il diodo. Osserverete la caduta di tensione ai capi di esso, ed il segnale di corrente ai capi della resistenza di misura. Dovreste disporre in tabella sia i valori cc che ca di tensione e di corrente, ponendo i valori cc in quei punti nei quali disponete di dati. Poi, potete determinare l'ammettenza o impedenza di piccolo segnale (Y o Z) del diodo usando l'equazione

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{R_s \Delta V}{V_s} \qquad \text{(Eq. 2-7)}$$

dove,

R_s è la resistenza di misura

ΔV è il segnale di tensione del diodo

V_s è la tensione di segnale dello shunt.

Mettete i dati nella Tabella 2-7. (I è la corrente del diodo.)

Tabella 2-7. Tabella dei Dati per il Passo 4

R_s				
V_s				
ΔV				
Z				
I				
Y				

Passo 5

Mentre disponete in tabella tutti questi dati, esaminate come il valore di Y varia con la corrente che passa nel vostro diodo. Verificatelo sui diodi che avete provato. Potete trovare una regione nella quale Y è dato dall'Equazione 2-8?

$$Y = (q/kT)\ I \qquad \text{(Eq. 2-8)}$$

I nostri risultati hanno mostrato un valore di Y, che aumenta rapidamente nella regione operativa esponenziale, subisce una variazione molto meno rapida verso la regione lineare a causa della resistenza interna.

Passo 6

Ripetete i passi precedenti con alcuni raddrizzatori tipici. Disponete e riportate i risultati nella Fig. 2-29 mostrando la relazione tra I e la polarizzazione in cc del diodo, e la relazione di Y/I con I. Cosa vi dicono questi risultati? Registrate i dati nella Tabella 2-8.

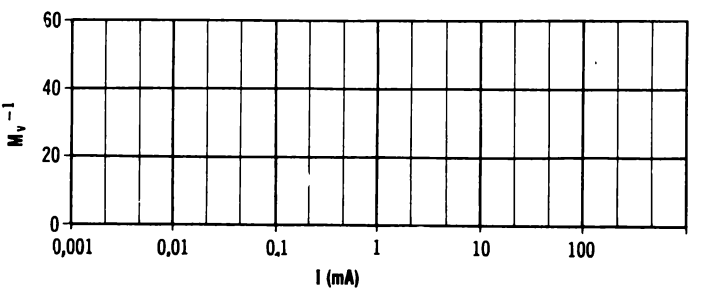


Fig. 2-29. Grafico di Y/I in funzione del log I.

Tabella 2-8. Tabella dei Dati per il Passo 6

R_s				
V_s				
ΔV				
Z				
I				
Y				
R_s				
V_s				
ΔV				
Z				
I				
Y				

Abbiamo trovato che i raddrizzatori si comportano alquanto nella stessa maniera dei diodi per piccoli segnali. Hanno regioni esponenziali di funzionamento e, quando la corrente attraverso essi è abbastanza grande, mostrano qualche segno di resistenza interna in serie.

Passo 7

Ripetete il Passo 5, ma usando diodi al germanio. Disponete i risultati nella Fig. 2-30 e rappresentate graficamente la curva di Y/I rispetto al logaritmo I. Ci sono dei risultati significativamente diversi? Comparate questi risultati con quelli dei Passi 5 e 6.

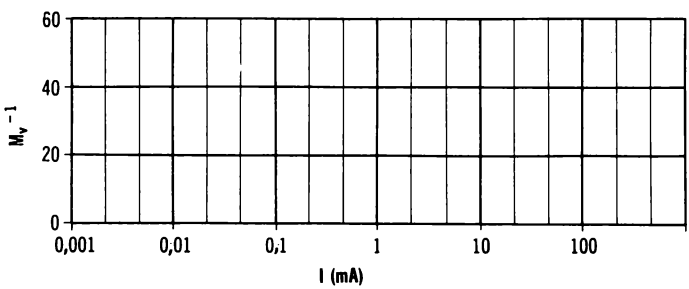


Fig. 2-30. Grafico di Y/I in funzione del log I per il Passo 7.

Tabella 2-9. Tabella dei Dati per il Passo 7

R_s				
V_s				
ΔV				
Z				
I				
Y				

Le differenze principali con i diodi al germanio sono la resistenza inversa relativamente bassa, e la tensione di rottura relativamente bassa. La tensione diretta richiesta per farli iniziare a condurre è pure più bassa di quella per i diodi al silicio e per i raddrizzatori al silicio.

Passo 8

Confrontate tra loro i risultati di tutte le precedenti prove, ed annotate quali caratteristiche si sono dimostrate comuni a tutti questi dispositivi. Cosa vi dice questo sulle proprietà dei dispositivi allo stato solido a giunzione? Spiegate perchè credete siano significative queste proprietà.

Il parallelo molto stretto tra i valori misurati e calcolati delle conduttanze per tutti questi diodi, indica che questa proprietà è un fattore fondamentale per controllare il flusso di corrente in tutti questi dispositivi. Avrete trovato questo nei diodi al silicio, nei diodi al germanio e anche nei raddrizzatori, e potete forse trovarlo nei cristalli ad arseniuro di gallio, nella galena, e in una varietà di altri materiali che si sono dimostrati efficaci come diodi.

ESPERIMENTO 5

Effetti di Immagazzinamento di Carica

Uno dei problemi seri nell'uso dei diodi allo stato solido è la ricombinazione della carica minoritaria che continua a protrarsi dopo l'inversione del potenziale applicato al diodo. Questa carica provoca una momentanea continuazione della conduzione dopo che il diodo è stato polarizzato inversamente e, in alcuni collegamenti elettrici, questa conduzione può provocare gravi problemi. In que-

sto esperimento, tenteremo di osservare questo fenomeno in alcuni raddrizzatori convenzionali, e tenteremo di accelerarlo con diodi di commutazione tramite l'uso di un condensatore shunt. (La carica minoritaria in eccesso agisce come se fosse immagazzinata in un condensatore al momento della commutazione).

Passo 1

Per osservare questo fenomeno, è necessario commutare la polarità della tensione molto rapidamente, altrimenti, la carica sarà spazzata via quando diminuisce la tensione. Perciò, avete bisogno di un generatore ad onda quadra come vostra sorgente di segnale capace di generare onde quadre fino al limite delle velocità di commutazione in logica TTL, che sono l'equivalente di oltre 25 MHz.

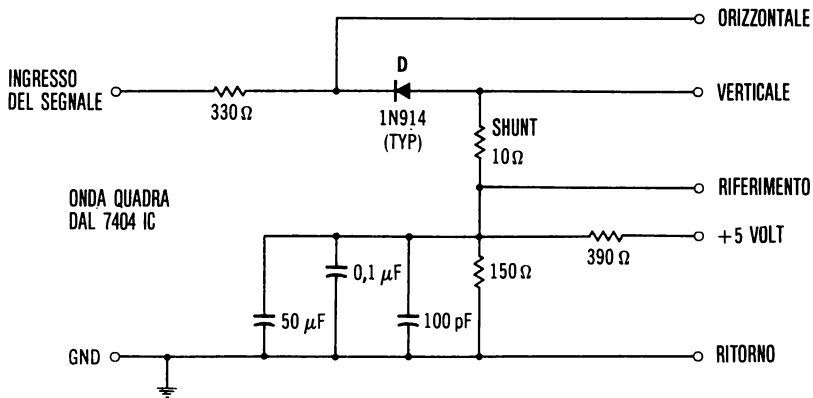


Fig. 2-31. Circuito per la prova degli effetti di immagazzinamento di carica.

Poichè i dispositivi TTL commutano da circa 0,4 volt a circa 2,5 volt, è necessario stabilire un riferimento a circa 1,5 volt e filtrarlo bene. Usate un condensatore elettrolitico da 10 μF bypassato da un condensatore ceramico da 0,1 μF e un condensatore a mica da 100 pF, tutti con i terminali più corti possibile (più piccola la capacità, più critica è la lunghezza dei terminali). Assicuratevi che i terminali sul condensatore a mica siano più corti possibile. Come è evidente nella Fig. 2-31, il diodo ha un resistore di misura di corrente da 10 ohm in serie, con questo resistore che ritorna all'alimentatore da 1,5 volt. *Il diodo è collegato per condurre quando la tensione è bassa, a causa della maggiore capacità di corrente del 7404 IC chip, quando la tensione è bassa.* Il resistore, in serie con il diodo, dovrebbe limitare la corrente di picco a circa 10 mA.

Passo 2

Dopo aver cablato il circuito, potete inserire un rettificatore al silicio convenzionale come diodo test. Poi, applicate un'onda quadra ad una frequenza di circa

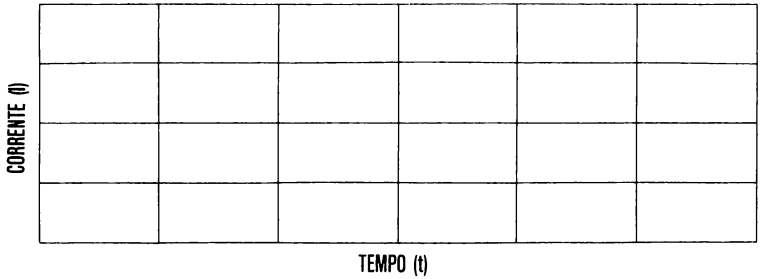


Fig. 2-32. Grafico della forma d'onda del raddrizzatore di corrente per l'Esperimento 5.

1 MHz all'ingresso dell'invertitore 7404 che si sta usando e osservate la forma d'onda della corrente. Fatene lo schizzo sul grafico dato nella Fig. 2-32.

Passo 3

Stimate la durata del tempo del picco ed anche la corrente di picco. Poi, stimate l'ammontare totale di carica moltiplicando l'ampiezza massima dell'impulso di corrente per $^1/_2$ e, poi, moltiplicando questo per la durata del tempo dell'impulso. Ricordatevi che la corrente sarà probabilmente in milliampere o anche microampere ed il tempo può essere frazioni di microsecondi. Quanti picocoulomb di carica stimate fossero immagazzinati?

Se la vostra corrente di picco era circa di 0,5 mA e la durata approssimativa dell'impulso era di 0,5 microsecondi, la carica totale sarà stata di circa 125 picocoulomb. Questo è il giusto ordine di grandezza dal momento che la capacità della giunzione potrebbe essere di circa 5 pF e la caduta di tensione di circa 2 volt, indicando un probabile ordine di grandezza della carica nelle poche centinaia di picocoulomb.

Passo 4

Ora, sostituite un diodo 1N914 come raddrizzatore. Questo diodo, per progetto dovrebbe avere l'effetto di carica immagazzinata molto piccola, siccome è progettato per "perdere" le cariche minoritarie molto rapidamente in inversione. Sapete rivelare l'effetto d'immagazzinamento di carica?

Se la velocità di scrittura dell'oscilloscopio è sufficientemente alta, potete vedere nel diodo una piccola traccia della carica immagazzinata. Se non la vedete, non siate allarmati, perchè può essere estremamente piccola e molto veloce; in quel caso, simulate una carica immagazzinata ponendo un condensatore a mica di 100 pF in parallelo con il diodo. Poi, ripetete la prova. Cosa avete imparato da questo esperimento?

Avreste dovuto osservare che i raddrizzatori ordinari, che costituiscono dei diodi di commutazione molto poco efficaci sebbene siano eccellenti per i loro scopi, hanno una carica d'immagazzinamento che deve essere dissipata all'inversione della tensione. Avrete probabilmente trovato che i diodi di commutazione al silicio come gli 1N914, sono molto superiori per la commutazione a questo riguardo (a meno che non ne abbiate provato uno "povero") e, a meno che non abbiate un indicatore estremamente veloce e sensibile avreste dovuto scoprire che non potevate vedere la carica immagazzinata. Ma questa diventava visibile simulando l'effetto con un condensatore shunt.

COSA AVETE IMPARATO?

Avreste dovuto trovare che le proprietà dei diodi e dei raddrizzatori allo stato solido differiscono in maniera sostanziale dalle proprietà dei resistori ordinari. Inoltre, per natura, la relazione corrente-tensione per questi dispositivi è nella forma esponenziale piuttosto che lineare e, in più, i dispositivi normalmente conducono significativamente in una sola direzione. Avreste dovuto trovare anche che i raddrizzatori si comportano molto come i diodi ma che possono bloccare una tensione molto più alta di quanto non lo facciano i diodi, ed i raddrizzatori sono molto più "lenti" (commutano molto più lentamente) dei diodi per segnali.

Questa dettagliata valutazione delle proprietà delle giunzioni allo stato solido è d'importanza fondamentale per voi, siccome queste giunzioni sono gli elementi di base che contribuiscono al funzionamento dei transistori bipolari. Hanno anche grande importanza nei vari tipi di transistori ad effetto di campo. Infatti, si può anche dire che gli stessi fenomeni costituiscono molto più di una importanza casuale per le valvole termoioniche.

Ora siete pronti per vedere come l'inserimento di due diodi in una struttura retro contro retro può condurre al transistore bipolare, ed anche, come il funzionamento di questi dispositivi può essere sviluppato da quello che avete imparato circa le proprietà dei diodi.

CAPITOLO 3

IL TRANSISTORE BIPOLARE

In questo capitolo, studieremo e misureremo le caratteristiche di un tipo specifico di transistore bipolare per capire come funzionano i transistori bipolari, cosa è importante nel loro funzionamento e cosa deve essere noto per usarli con più efficacia ed economicità. Troverete che alcuni parametri, normalmente creduti di primaria importanza, sono importanti in maniere diverse più di quanto è spesso creduto, e troverete che ci sono altri parametri che sono di notevole importanza. Troverete anche che questi dispositivi sono estremamente utili se sono correttamente applicati. Alla fine di questo capitolo e del prossimo, capirete cosa sono questi parametri, come sono importanti, perchè sono importanti e come potete usarli più efficacemente.

OBIETTIVI

Dopo aver studiato questo capitolo e compiuto gli esperimenti, capirete le caratteristiche altamente non lineari del transistore bipolare al silicio npn. Sarete anche capaci di verificare i seguenti concetti e proprietà tramite gli studi e le misure:

1. Definizione di transistore.
2. Relazione del transistore con i precedenti dispositivi attivi.
3. Relazioni corrente-tensione nei transistori bipolari.
4. Importanza del guadagno di corrente del transistore.
5. Indipendenza del guadagno di corrente.
6. Caratteristiche in cc dei transistori buoni e scarti.
7. Caratteristiche di piccolo-segnale dei transistori.
8. Effetti delle resistenze intrinseche.
9. Controllo delle caratteristiche degli amplificatori a transistori.
10. Confronto del funzionamnto guadagno di tensione e guadagno di corrente.
11. Effetti della degenerazione di emitter durante il funzionamento.
12. Variazioni statistiche tra i transistori.

DEFINIZIONI

Il prossimo capitolo esplorerà con maggiore profondità le caratteristiche dei transistori bipolari e il loro uso negli amplificatori. La trattazione includerà i transistori al silicio pnp come anche i transistori al germanio. Ma, per primo, sarà rivista una lista di definizioni, alcune delle quali saranno usate in modo significativo più tardi, ma la maggior parte deve essere capita ora. Nella seguente trattazione dei transistori bipolari vi saranno utili, queste definizioni:

Materiale semiconduttore (semiconductor material) — questo è un materiale che normalmente conduce elettricità molto scarsamente. Comunque, la sua capacità a condurre corrente aumenta quando aumenta la sua temperatura. È possibile aumentare la conduzione introducendo alcuni tipi di impurità. Queste sono chiamate droganti.

Materiale semiconduttore intrinseco (intrinsic semiconductor material) — Questo è un materiale semiconduttore nel suo stato più puro e perfetto. A causa della sua purezza e della cura con la quale è preparato, la cristallizzazione è la più perfetta che possa essere raggiunta.

Materiale monocristallino (single-crystal material) — È un semiconduttore che è stato preparato in una forma nella quale non ci sono quasi difetti significativi di cristallizzazione. Questi cristalli possono essere o intrinseci oppure drogati con un drogante se il procedimento è stato controllato sufficientemente e attentamente.

Materiale semiconduttore di tipo p (p-type semiconductor material) — È un semiconduttore che contiene una impurità o un drogante che gli genera una deficienza di elettroni che, in pratica, si traduce in un eccesso di cariche positive mobili.

Materiale semiconduttore di tipo n (n-type semiconductor material) — È un materiale semiconduttore che contiene un drogante che gli genera un numero di elettroni superiori alla norma. Questi elettroni sono estremamente mobili.

Transistore bipolare (bipolar transistor) — È un dispositivo formato da almeno tre strati di materiale semiconduttore, con uno strato di un tipo situato tra due trati del tipo contrario. Gli strati esterni sono chiamati emettitore (emitter) e collettore (collector), e lo strato interno, che deve essere estremamente sottile, è chiamato base.

Emettitore (emitter) — L'emettitore di un transistore è una regione che è capace di creare un flusso di carica, positiva o negativa, quando polarizzato correttamente tramite un campo elettrico. È generalmente drogato abbastanza pesantemente con un tipo appropriato d'impurità per rendere disponibili portatori di carica addizionali. (La regione equivalente in un transistore ad effetto di campo è chiamata source).

Base (base) — La base di un transistore è lo strato che può estrarre la carica dell'emettitore per mezzo di una polarizzazione in senso diretto (che può essere chiamato potenziale acceleratore). È l'elettrodo regolatore nel transistore bipolare. Tutti i tipi di dispositivi attivi conosciuti attualmente hanno una regione che svolge la funzione della base. (In un transistore ad effetto campo, questa area è chiamata gate).

Collettore (collector) — Il collettore è la regione che raccoglie la carica che è liberata dall'emettitore. È polarizzata con una tensione di polarità tale che può assorbire la carica che passa attraverso la base. (La regione corrispondente in un transistore ad effetto campo è chiamata drain).

Beta (beta) — Il beta di un transistore bipolare è il guadagno di corrente. È definito come il rapporto di una piccola variazione nella corrente di collettore rispetto alla corrispondente piccola variazione nella corrente di base. È più facilmente misurata in termini di rapporto delle due correnti sinusoidali. (Normalmente, le correnti sono misurate in termini di tensione generata per il passaggio delle correnti attraverso le resistenze di valore noto.)

Beta in cc (dc beta) — Il beta in cc di un transistore è il rapporto tra la sua corrente di collettore e la corrente di base.

Diffusione (diffusion) — La diffusione è il processo tramite il quale la carica lascia l'emettitore e diventa disponibile per l'attrazione verso il collettore di un transistore bipolare. È necessaria una

variazione nella concentrazione dei portatori attraverso una regione perchè abbia luogo una diffusione.

Deriva (drift) — La deriva è il moto delle cariche come risultato di un campo accelerante. È piuttosto diversa dalla diffusione, la quale risulta da una variazione della densità di portatori, e può avvenire sotto un campo essenzialmente trascurabile. Il drift è più predominante in dispositivi che hanno una densità decrescente di drogante nella base in direzione del movimento dei portatori.

Ricombinazione (recombination) — La ricombinazione è la neutralizzazione di un portatore con l'intrappolamento tramite una carica di opposta polarità. È una delle cause della corrente che è richiesta nella base di un transistore.

Cariche maggioritarie (majority carriers) — Questi tipi di portatori, che sono concentrati maggiormente in una regione semiconduttrice, sono chiamati cariche maggioritarie. Sono quelli che sono più liberi a muoversi, a diffondersi o ad andare alla deriva (drift).

Cariche minoritarie (minority carriers) — Quando un materiale è drogato con un'eccessiva concentrazione di un tipo di portatore, tende a sopprimere il numero dell'opposto tipo di portatore disponibile. Comunque, ci sono sempre alcune cariche libere negative e positive in ogni materiale capace di condurre elettricità. I portatori di cariche che hanno la concentrazione più bassa, sono le cariche minoritarie.

Resistenza intrinseca di base (base-spreading resistance) — È la resistenza presente tra il terminale di base esterno di un transistore e il limite attivo tra il suo strato base e il suo strato emettitore (sua giunzione). I campi elettrici esistenti che sono presenti in un transistore operante possono causare qualche variazione in questo parametro.

Resistenza intrinseca di emettitore (emitter-spreading resistance) — La resistenza di emettitore è la resistenza tra il terminale emettitore esterno e la parte attiva della giunzione emettitore-base (emitter-base). Può essere di ordini di grandezza inferiore della resistenza base.

Resistenza intrinseca di collettore (colletor spreading resistance) — La resistenza di collettore è la resistenza tra la giunzione di collettore nei punti dove sta scorrendo la corrente e il terminale collettore esterno. È molto simile alla resistenza di emettitore e, con alcuni tipi di transistori, può avere più o meno un valore uguale. (Infatti, alcuni transistori possono essere usati ugualmente bene con i loro collettori che agiscono come emettitori). Quasi tutti i transistori presentano una beta inverso, o un inverso guadagno di corrente.

Capacità d'ingresso (input capacitance) — La capacità d'ingresso per un transistore bipolare è la capacità totale vista dalla base del transistore. Tipicamente comprende la capacità base-emettitore, e la capacità base-collettore. Il suo componente principale è la capacità di diffusione, sebbene c'è anche una capacità di transizione.

Capacità di diffusione (diffusion capacitance) — La capacità di diffusione è la capacità ai capi dell'ingresso di un transistore che risulta dalla interazione di portatori di cariche che attraversano la base con la carica sul confine emettitore. Questa capacità è molto più grande della capacità statica che potrebbe essere misurata ai capi della giunzione (senza applicare una polarizzazione attiva).

Capacità di transizione (transition capacitance) — Questa è una componente della capacità d'ingresso che dipende dalla tensione. È una funzione della tensione base-collettore.

Capacità di uscita (output capacitance) — La capacità di uscita è la combinazione della capacità base-collettore, della capacità collettore-emettitore e della capacità collettore-massa. È piuttosto piccola rispetto alla capacità di diffusione, ma può essere aumentata nella grandezza apparente dall'effetto Miller.

Effetto Miller o capacità Miller (Miller effect o Miller capacitance) — Questa è la moltiplicazione apparente del valore della capacità base-collettore come risultato dell'amplificazione della tensione nel transistore. Il valore della capacità come visto alla base apparirà essere:

$$C_{cb}(1 + |K|)$$

dove,

C_{cb} è la capacità collettore-base,

$|K|$ è il valore dell'amplificazione di tensione misurata al bordo della giunzione.

(Quando è presente una resistenza di collettore significativa, il valore di K alla giunzione può essere significativamente più grande del valore misurato al morsetto del dispositivo).

Capacità parassite dei terminali (header capacitance) — Le varie capacità che non risultano dal chip semiconduttore, ma che sono presenti da terminale a terminale, terminale-contenitore, ecc. possono essere tutte messe insieme come capacità parassite. Possono essere particolarmente importanti alle alte frequenze.

Funzionamento con piccole iniezioni (low-injection operation) — Sotto condizioni ordinarie numeri relativamente piccoli di portatori sono assorbiti dall'emettitore alla base di un transistore. Questi portatori sono in un numero sufficientemente piccolo che l'equilibrio delle cariche nella base non è seriamente sconvolto. Questa condizione è nota come una condizione di funzionamento con piccole iniezioni.

Funzionamento con grandi iniezioni (high-injection operation) — Nel funzionamento con grandi iniezioni, il numero dei portatori iniettati nella regione di base può avvicinare (o oltrepassare) il numero di cariche maggioritarie normalmente presenti nella regione base. Sotto queste condizioni, cariche maggioritarie addizionali devono essere attirate nella base attraverso la giunzione di base, e un tipo di diffusione (variazione di densità di carica) esisterà nella base tra la regione attiva e il terminale di base. Questo genera l'equivalente di una tensione di termocoppia attraverso questa regione, e causa una variazione nel comportamento del dispositivo. È di estrema importanza per elevate correnti e può provocare mutazioni significative nel comportamento del transistore. Infatti, cambia il valore di transconduttanza per unità di corrente.

Base graduata o base diffusa (graded base o diffused base) — Una base graduata è una base nella quale la concentrazione del materiale drogato varia nella regione di base. Normalmente, questa graduazione è in una direzione tale da ridurre il livello di drogaggio verso il collettore.

Transconduttanza (transconductance) — La transconduttanza di ogni dispositivo attivo, governato dall'equazione del diodo allo stato solido, è il rapporto tra la variazione in valore della corrente d'uscita e la variazione nella tensione di ingresso che la causa. Se viene applicata una piccola tensione sinusoidale all'ingresso ed è misurata la corrente sinusoidale (in termini di tensione) ai capi di una appropriata resistenza di uscita, il valore della transconduttanza g_m è dato dall'equazione

$$g_m = \frac{v_o}{v_i R_L} \qquad \text{(Eq. 3-1)}$$

dove,
g_m è la transconduttanza,
v_o è la tensione di segnale d'uscita,
v_i è la tensione di segnale d'ingresso,
R_L è la resistenza di misura della corrente di uscita.

Transammettenza (transadmittance) — Quando un transistore funziona ad una frequenza sufficientemente elevata, gli effetti induttivi, capacitivi e ritardanti possono divenire importanti. Allora, la funzione di trasferimento per il dispositivo non è più resistiva, ma può includere capacità e anche altri componenti. Sotto queste condizioni è necessario parlare di transammettenza piuttosto che di transconduttanza.

Alfa (alpha) — Il guadagno di corrente a base comune per un transistore bipolare, o alfa, è il guadagno di corrente dall'emettitore al collettore. È strettamente in relazione con il beta del transistore, il quale è definito come $\alpha/(1-\alpha)$. Poichè con i transistori di migliore qualità, l'alfa differisce solo leggermente dall'unità, è chiaro che il denominatore è una piccola differenza di due numeri.

Transistore a punta di contatto (point-contact transistor) — Il primo dispositivo allo stato solido costruito capace di amplificare, fu il transistore a punta di contatto. Questo dispositivo fu fatto mettendo un paio di aghi molto appuntiti estremamente vicini e in contatto con un pezzo di materiale semiconduttore. Quando una corrente scorreva da un ago nel semiconduttore, era spesso possibile ottenere una corrente un po' più grande che scorreva dal secondo ago nel semiconduttore. Questi dispositivi non erano molto stabili, ed era impossibile predire se avrebbero funzionato o no, così rimasero delle curiosità da laboratorio.

Transistori per piccoli segnali (small-signal transistors) — Questi transistori furono progettati per portare piccole quantità di corrente e tensione e per fornire amplificazione di tensione e di corrente.

Transistori di potenza (power transistors) — Questi transistori si comportano come un grande numero di transistori per piccoli segnali collegati in parallelo. Sono progettati per sostenere quantità significative di potenza.

Transistori al germanio (germanium transistors) — Questi transistori sono formati da germanio come elemento semiconduttore, e furono i primi dispositivi ad essere commercializzati con successo. La loro utilizzazione è stata in larga parte abbandonata perchè sono soggetti a guasto a temperature vicine al massimo che normalmente si incontra nelle applicazioni, e perchè la loro corrente di fuga è grande abbastanza da creare problemi di applicazione.

Transistori al silicio (silicon transistors) — Questi dispositivi sono basati sull'elemento semiconduttore silicio. Il silicio ha una più alta temperatura operativa massima; è più compatibile con le normali condizioni operative della maggior parte delle apparecchiature elettriche ed elettroniche. Ha anche una corrente di fuga molto più bassa e, di conseguenza, si è mostrato più utile nelle applicazioni industriali e commerciali. Comunque, le sue caratteristiche di alta frequenza sono meno favorevoli di quelle del germanio.

Transistori ad arseniuro di gallio (gallium-arsenide transistors) — Questi transistori ed una varietà di combinazioni di altri elementi stanno diventando importanti solo ora.

Transistori npn (npn transistors) — Questi transistori consistono di tre strati di materiale semiconduttore, con gli strati esterni (emettitore e collettore) drogati con un materiale di tipo "N" il quale crea un eccesso di elettroni, e lo strato interno (base) leggermente drogato con un materiale drogante di tipo "P", che gli attribuisce capacità attrattiva per gli elettroni. A causa di questa attrazione, lo strato di base deve essere estremamente sottile per assicurare che gli elettroni penetrino largamente attraverso esso nella regione di collettore.

Transistori pnp (pnp transistors) — Questi transistori consistono di tre strati di materiale semiconduttore, con gli strati esterni (emettitore e collettore) entrambi drogati con un materiale di tipo "P" il quale crea strati che sono mancanti di elettroni. Questi strati possono essere considerati come aventi un eccesso di "lacune", "buchi" o "vacanze". Lo strato interno (base) è poi drogato con un drogante di tipo "N". La conduzione risulta dal movimento delle lacune. Questi dispositivi sono i duali dei transistori npn.

Elettroni (electrons) — Gli elettroni sono portatori di carica negativa e sono responsabili della maggior parte del flusso di corrente nei circuiti elettrici ed elettronici. Sono le particelle di massa più leggera che si incontrano normalmente. Molte di esse sono legate agli atomi. Solo una piccola percentuale può muoversi attorno.

Lacune (holes) — Le lacune sono i duali degli elettroni, cioè cariche positive. Nella maggior parte dei materiali semiconduttori, sono generati da quelli che potrebbero essere chiamati "accettori o posizioni che catturano elettroni", cioè, posti che attirano gli elettroni. Il movimento degli elettroni da una parte all'altra crea l'effetto di moto opposto di una carica positiva, o l'effetto di un flusso di corrente positiva.

Vacanze (vacancies) — Un altro termine per le lacune.

Base diffusa (diffused base) — Un altro termine per una base graduata. Applica un campo accelerante, oltre al campo di diffusione, ai portatori nella regione di base.

Iniezione di portatori (carrier injection) — L'iniezione di portatori è il processo di movimento delle cariche elettriche libere da una regione ad un'altra di differente polarità elettrica. Questa iniezione avviene applicando una piccola polarizzazione in senso diretto ai capi della giunzione.

Giunzione (junction) — La regione è il limite tra due strati di semiconduttori che mostrano proprietà elettriche significativamente diverse.

Frequenza di taglio del beta (beta cutoff frequency) — La frequenza di taglio del beta è quella frequenza alla quale il guadagno di corrente ad emettitore comune per un transistor bipolare cala della metà del suo precedente valore per ogni raddoppio di frequenza. È generalmente definita come la frequenza alla quale il guadagno di corrente è diminuito al 70% del suo valore a bassa frequenza.

Frequenza di taglio dell'alfa (alpha cutoff frequency) — La frequenza di taglio dell'alfa è quella frequenza alla quale il guadagno di corrente a base comune è diminuito al 70% del suo valore di bassa frequenza. È vicina alla frequenza operativa più alta per il transistore.

Frequenza massima di oscillazione (maximum oscillation frequency) — La frequenza massima di oscillazione è quella frequenza oltre la quale si può generare solo energia insufficiente tramite un amplificatore per sostenere l'oscillazione. L'energia di uscita è inferiore di quella necessaria all'ingresso per sostenere l'oscillazione. Il guadagno in potenza a questa frequenza è l'unità, oltre è meno dell'unità.

Unità sotto test (unit under test) — Quando sono misurate le caratteristiche di qualche dispositivo o componente, il dispositivo è spesso denominato unità sotto prova o UUT.

Dispositivo sotto prova (device under test DUT) — Un'altra identificazione per l'unità sotto prova (UUT).

Circuito integrato (integrated circuit IC) — Un'elaborata configurazione di transistori, diodi, resistori e, possibilmente, condensatori creati su un singolo pezzo di substrato semiconduttore come il silicio.

Ammettenza d'ingresso (input admittance Yi) — Il rapporto tra la variazione di corrente d'ingresso e la corrispondente variazione della tensione d'ingresso, per un dispositivo avente terminali o porte d'ingresso e di uscita separate.

Codice EIA (EIA code) (Associazione Industrie Elettroniche) — È il codice alfanumerico assegnato ad un dispositivo attivo dall'Associazione Industrie Elettroniche per identificarlo con precisione. Questo codice può anche essere usato per riferirsi ad una serie di specifiche che presentano le caratteristiche di un dispositivo registrato con l'EIA da un produttore. I diodi sono tipicamente identificati dai codici come 1N914 e 1N4007, mente i transistori usano codici come 2N34, 2N2222, 2N3055, 2N3906, ecc.

LA NATURA DEI DISPOSITIVI ATTIVI

Un dispositivo attivo è un dispositivo che può prendere energia in una forma e, sotto l'influenza di un controllo di qualche tipo, convertire l'energia applicata in un duplicato della fonte che controlla, ma ad un aumentato livello di potenza. Un dispositivo attivo può assumere diverse forme.

I primi dispositivi attivi costruiti furono i tubi elettronici a triodi. Il primo tubo di questo tipo fu fatto da Lee de Forest all'inizio di questo secolo. Poi il dott. Albert Hull nei primi anni del 1920, introdusse la griglia schermo nell'"Audion" di De Forest, e l'industria dei tubi elettrònici era sulla sua strada. Circa allo stesso tempo, il dott. Julian Aceves mostrò come i tubi possono essere fatti funzionare con successo con corrente alternata. Questo fu seguito dalla struttura tipo catodo, la quale usava un filamento (dentro un manicotto) che fu rivestito con un materiale capace di emettere elettroni. Ciò permise il funzionamento di radioricevitori e radiotrasmettitori con corrente alternata. Finalmente, subito dopo la fine della seconda guerra mondiale, il dott. Shockley ed i suoi collaboratori inventarono il transistore a punta di contatto. Questo fu poi seguito dall'invenzione del transistore bipolare e dal transistore ad effetto campo. Queste invenzioni resero possibile costruire un calcolatore tascabile che facesse il lavoro dell'ENIAC. (L'ENIAC, un mostro di calcolatore della grandezza di una stanza, fu il primo computer elettronico digitale ad alta velocità ad entrare in servizio).

L'unico tipo di dispositivi ad "una-porta" conosciuto al presente che amplificherà, sono i dispositivi come il *diodo tunnel.* Un diodo tunnel, con una modesta gamma della tensione o della corrente, mostrerà un valore descrescente per una variabile quando il valore dell'altra variabile aumenta. Questi dispositivi sono conosciuti come dispositivi ad *immettenza negativa.* La parola immettenza indica che può essere o un valore di impedenza o di ammettenza. Il diodo tunnel e certi tipi di tubi a scarica a gas sono forse gli esempi più noti di questi dispositivi. Per ragioni tecniche sono relativamente privi di importanza nella maggior parte dei rami dell'elettronica che si incontreranno. Tutti i dispositivi attivi che probabilmente userete in modo estensivo sono i dispositivi a due porte; questi sono

dispositivi con una coppia di morsetti per introdurre il segnale di controllo e una coppia diversa per prelevare il segnale elaborato. La prima coppia di questi morsetti è nota come porta d'ingresso, o di controllo, e la seconda come porta di uscita.

Teoricamente, ci sono almeno quattro tipi di dispositivi attivi a due porte. Sono basati sul tipo di variabile che fornisce l'azione di controllo sull'uscita, e sul tipo della variabile che è controllata. Questa condizione è un risultato della esistenza di due tipi base di variabili, e cioè, *variabile "ai capi"* (come le tensioni), e le *variabili a flusso,* o *"attraverso"* (come le correnti). Ciascun tipo di variabile può essere l'ingresso e la variabile di controllo, inoltre la variabile d'ingresso teoricamente può controllare entrambi i tipi di variabile. Comunque, si può mostrare che tutti i dispositivi attivi a due porte attualmente conosciuti, usati nell'elettronica, consistono di dispositivi aventi la funzione di controllo eseguita da una variabile "ai capi" o tensione. Questa azione di controllo interessa una variabile a flusso o corrente. Questo si riconosce facilmente da un esame delle equazioni fondamentali di Ebers-Moll, le quali controllano il funzionamento del transistore e, anche, dall'equazione del diodo, la quale controlla l'azione fondamentale delle giunzioni di semiconduttore. In entrambi questi gruppi di equazioni, le variabili indipendenti sono le tensioni di giunzione mentre le variabili dipendenti sono le correnti. Potete esaminare le equazioni fondamentali e la loro importanza più dettagliatamente nell'Appendice A.

Uno degli importanti vantaggi dell'accostamento (ai circuiti che usano dispositivi attivi) che voi state studiando è che si applica a *tutti* i dispositivi che incontrano specifiche relativamente non ben fissate. Fino a quando un dispositivo bipolare ha un valore del beta maggiore da 10 a 20, i valori di tensione e di energia sono adeguati e la frequenza massima operativa è abbastanza alta, *tutti* i dispositivi bipolari dovrebbero dimostrarsi soddisfacenti. Disponete semplicemente il livello di corrente di uscita al valore richiesto per assicurare che sia incontrata la transconduttanza richiesta del dispositivo, e le condizioni operative desiderate saranno quasi sempre disponibili. Una regola simile si applica ai transistori ad effetto campo ed ai tubi elettronici.

Una felice conseguenza di questo è che avete un'ampia gamma di opzioni nella scelta del dispositivo sia con i transistori bipolari che con i transistori ad effetto campo. Il solo problema è essere certi che le selezioni siano tutte in una classe comune; per esempio dispositivi al silicio npn o JFET a canale p. Potete anche passare quei limiti se siete attenti a considerare le differenze fondamentali. (Una delle ragioni per cui il libro è organizzato in questo modo, è di aiutarvi ad imparare a superare quei limiti con successo). Se il dispositivo che state considerando si dimostra buono sia nel T-D-Tester che nel Tester/FET, ed è correttamente accoppiato, generalmente funzionerà come progettato. Il risultato è che mentre abbiamo suggerito il transistore 2N2222 per molti dei vostri lavori con transistori npn (prontamente disponibili), quasi ogni transistore al silicio npn o al germanio si dimostrerà soddisfacente nella maggior parte dei circuiti. Una situa-

zione simile è vera per i transistori npn, e ogni altro dispositivo diverso da un transistore 2N3906, di vostra scelta, può essere sostituito. Sentitevi liberi di sostituire tutti i dispositivi simili che potete avere o trovate più facile da reperire. Regolate semplicemente il circuito di polarizzazione di ingresso per ottenere il livello di corrente di uscita opportuno e sarete a posto.

Allo stesso modo, dove è richiesto un amplificatore operazionale, la maggior parte delle applicazioni funzionerà senza problemi se usate un 741 o un 4250. Se trovate che l'ingresso carichi eccessivamente il vostro circuito, potete usare un op amp con ingresso a FET od inserire un inseguitore di source (*source-follower*) a FET o IGFET nel circuito come elemento isolante. Un op amp con ingresso a FET adatto è l'NE 536; comunque, ce ne sono molti altri che si dimostreranno buoni. Il risultato è che avete ampie alternative, e perciò i tipi "suggeriti" sono proprio tali. I progressi nella tecnologia sono tali, inoltre, da trovare che è quasi inutile raccomandare dispositivi specifici. In breve, non temete di provare delle sostituzioni!

ALCUNE NOTE INTRODUTTIVE

C'è un'ampia varietà di dispositivi a cui è stato dato il nome di "transistori", e tutti hanno le loro proprietà e peculiarità! Alcuni obbediscono a equazioni che sono imparentate alle equazioni di Ebers-Moll date nell'Appendice A, ed alcuni no. C'è un gruppo ancora più grande di dispositivi che hanno le designazioni "2N" usate per identificare i transistori. Il risultato è che non potete essere sicuri senza consultare le specifiche se avete un transistore o qualcos'altro.

Il questo capitolo tratteremo del transistore bipolare al silicio npn. Come nel precedente capitolo, la trattazione è diretta a fornire una conoscenza che è necessaria per capire cosa state facendo quando compite gli esperimenti - così che capirete i risultati che osserverete. Un esame molto breve di alcune delle considerazioni matematiche è incluso nell'Appendice A, ma non ha bisogno di essere studiato a meno che desideriate una migliore comprensione matematica del comportamento dei dispositivi. Queste considerazioni matematiche sostengono i risultati che osserverete durante le sperimentazioni.

I transistori sono strettamente imparentati con i diodi allo stato solido in quanto sono fatti dello stesso tipo di materiali ed usano giunzioni e regioni di differenti proprietà elettriche proprio come i diodi. Infatti, obbediscono allo stesso tipo di relazione esponenziale corrente-tensione che avete osservato così uniformemente con i diodi. Non c'è bisogno di dire che è una delle ragioni per cui eravano così attenti a documentare l'esistenza di questa relazione corrente-tensione nel Capitolo 2.

I fisici che lavorano ai progetti dei diodi (la frase "fisici dello stato solido" non è ancora diventata comune nel nostro linguaggio) sono stati in grado di sviluppare

la teoria di un amplificatore basato su diodi retro-contro-retro, e così nacque il modello Ebers-Moll del transistore a giunzione. Ma il dispositivo non esisteva. Perchè no?

Un attento esame delle equazioni mostrò che per fare risultare un'azione efficace, la corrente deviata nel morsetto base doveva essere tenuta al minimo. Ma, come si poteva farlo? Ulteriori considerazioni mostrarono che c'erano alcune possibilità. Un modo era di tenere la conducibilità dello strato base quanto più bassa possibile così da minimizzare la ricombinazione delle cariche che entrano nella base dall'emettitore. D'altra parte, era necessario avere la conducibilità dell'emettitore alta così che i portatori fossero disponibili per essere iniettati nella base. Un'ulteriore cosa che si sarebbe potuto fare era di realizzare la base tanto sottile quanto possibile così che i portatori potessero raggiungere il collettore prima che avessero tempo di ricombinarsi! Era anche necessario fare il materiale semiconduttore in un cristallo per quanto possibile perfetto, perchè fu trovato piuttosto velocemente che i bordi a geometria granulare sono eccellenti generatori di portatori e sono in grado d'iniziare l'azione di ricombinazione. Questo accentuò ancor più l'importanza di far crescere monocristalli quanto più possibile perfetti e, poi, drogarli nella maniera più uniforme, basati sulle esigenze più a portata di mano.

In ultima analisi tutte queste cose hanno dovuto essere compiute prima che fossero realizzati, con successo, i primi transistori. Questi dispositivi erano conosciuti con vari nomi, come transistori a lega, a giunzione cresciuta, con superficie isolante, ed altri ancora, ed erano fatti sia con materiali di germanio che di silicio. A causa delle imperfezioni ancora esistenti nei metodi della preparazione del materiale cristallino fondamentale e a causa dei molti problemi nel raggiungimento di risultati sicuri, la maggior parte dei primi transistori erano dispositivi non affidabili.

La crescita di cristalli perfetti (chiamati monocristalli), con un minimo assoluto di difetti e imperfezioni, è diventata di crescente importanza quando sono stati sviluppati configurazioni di dispositivi sempre più elaborate. La produzione di decine e migliaia di "chip" è essenziale per mantenere bassi i costi di produzione, mentre solo un difetto in un solo dispositivo su un "chip" è abbastanza per rendere inutile il "chip" stesso. (Un "chip" è un pezzo di materiale semiconduttore sul quale è realizzato un transistore o un insieme di dispositivi). Di conseguenza, è diventato di crescente importanza, lo sviluppo di metodi ottimali di crescita che includono cristalli a crescita verso l'esterno. Lo sviluppo di tecniche planari e di impianto ionico è ugualmente importante.

L'EQUAZIONE DEL TRANSISTORE (DIODO)

La diffusione di portatori in ogni transistore è funzione della tensione applicata sulla giunzione emettitore-base, con un numero di portatori che sono introdotti,

controllati dall'equazione del diodo:

$$I = I_s \exp (qV/kT) \qquad \text{(Eq. 3-2)}$$

dove,

- I è la corrente che fluisce attraverso la giunzione, alla tensione e temperatura di funzionamento,
- q è la carica dell'elettrone,
- V è la tensione ai capi della giunzione,
- k è la costante di Boltzmann,
- T è la temperatura assoluta,
- I_s è la corrente di saturazione della giunzione.

L'obiettivo ideale con un transistore è di avere tutta la corrente "raccolta" dal collettore, lasciando solo la tensione di ingresso e corrente di uscita nelle equazioni dell'Appendice A. Allora lo scopo del transistore bipolare, è di essere sicuri che quanti più portatori possibile raggiungano il collettore, con una minima perdita lungo il tragitto sia per la ricombinazione che per la deviazione nella regione di base. Più portatori giungono a destinazione, più alto sarà il guadagno di corrente (o beta) del transistore. Il numero dei portatori disponibili sono controllati rigorosamente dalla tensione "V" data nella Equazione 3-2.

Alcuni portatori, che nella regione di base sono cariche minoritarie, si ricombineranno con le cariche maggioritarie. Alcuni, troveranno anche la loro uscita nel terminale di base. In più, alcuni portatori entreranno nella base dal collettore e si ricombineranno. Ognuno di questi fattori abbassa l'efficienza di trasporto globale per le cariche che entrano nella base e, perciò, riduce il guadagno di corrente globale disponibile. Questa perdita di portatori può essere importante per chi usa il dispositivo. Comunque, l'importanza primaria è di evitare che questa perdita oltepassi un certo valore massimo. I portatori perduti devono essere rimpiazzati dal segnale di tensione d'ingresso e questo provocherà un aumento del flusso di segnale di corrente nell'ingresso, con la conseguente perdita d'impedenza d'ingresso per il dispositivo. Fino a quando il numero dei portatori che si congiungono prematuramente è tenuto minore di uno specifico valore di progetto, comunque, è possibile minimizzare le conseguenze di questa perdita. Questo sarà dimostrato più avanti negli esperimenti.

Caratterizzazione del Dispositivo

La caratterizzazione delle proprietà di ogni dispositivo attivo, in modo che sia più soddisfacente per chi lo usa, è un problema di notevole importanza. In alcuni casi, è ben fatta dai costruttori di dispositivi, ma in altri no. Ora esamineremo brevemente questo problema di grande importanza nell'uso dei dispositivi attivi, e di quasi uguale importanza sia nel progetto del circuito che nella localizzazione dei guasti del circuito. È inoltre importante per l'operatore che deve fare qualsiasi tipo di nuovo approccio al "computing hardware". La trattazione che segue sarà divista in due aspetti principali, e precisamente, la configurazione statica e la

configurazione per piccoli segnali. Le loro relazioni sono di particolare importanza, dato che non c'è modo di usare dei dispositivi attivi che non implichino una corretta combinazione coordinata di ambedue i tipi di condizioni operative.

Il modo originale per presentare i dati statici per i transistori bipolari era di riportare graficamente i contorni del valore costante della corrente di emitter come una funzione della tensione di collettore e della corrente di collettore.

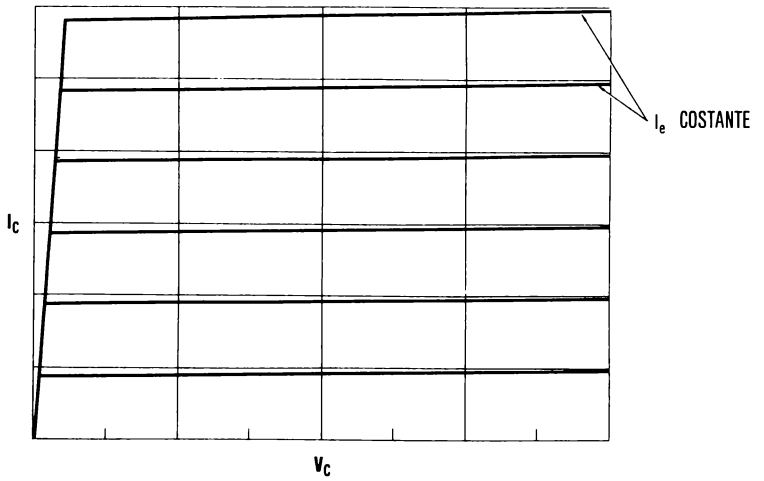


Fig. 3-1. Curve tipiche per il collegamento di un transistore a base comune.

Questa configurazione fu scelta come conseguenza dell'apparente similarità con il transistore a punta e con la forma presa dalle equazioni di base dei diodi retro-contro-retro (non la forma modificata usata nell'Appendice A) per il transistore bipolare, e quello che era allora creduto di grande importanza, del guadagno di corrente. Dal momento che la corrente di collettore è quasi uguale alla corrente di emettitore con questi dispositivi (quando operano nella zona attiva), queste curve appaiono molto simili a quelle mostrate nella Fig. 3-1.

Fu scelta la corrente di emettitore piuttosto che la tensione base-emettitore principalmente perchè la tensione è molto sensibile alla temperatura. Questo è particolarmente vero con i transistori al germanio a causa della tensione piuttosto piccola richiesta per porli nella regione di funzionamento attiva. (Tipicamente, è richiesto per questa tra i 100 e i 200 millivolt; in più, una variazione di corrente nel collettore di 30 volte, potrebbe essere provocato da un'ulteriore variazione di 100 millivolt). Attualmente la caduta di tensione della giunzione per grado Celsius di variazione nella temperatura è approssimativamente da 1,5 a 2 millivolt con materiali sia al germanio che al silicio, sufficiente per giustificare la scelta del silicio come materiale fondamentale.

Chi usa i dispositivi ha trovato velocemente che la rappresentazione grafica dell'andamento della corrente di base costante in funzione della tensione collettore-emettitore e della corrente di collettore, era significativamente molto più utile per il lavoro circuitale di routine, che è la forma usata per le equazioni date nell'Appendice A e per le curve mostrate nella Fig. 3-2.

Comunque, sono richieste più informazioni sia per progettare un circuito che

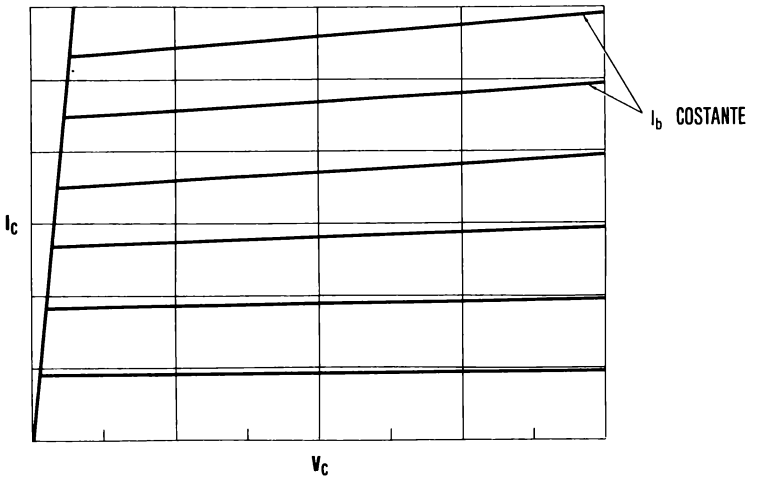


Fig. 3-2. Curve tipiche per il collegamento di un transistore ad emettitore comune.

per individuare guasti in modo veloce. L'equazione fondamentale del diodo (Equazione 3-1) mostra chiaramente che la corrente di collettore è probabile che sia primariamente una funzione della tensione base-emettitore, e gli esperimenti che farete vi mostreranno che è proprio vero. Come conseguenza, le caratteristiche di tensione di ingresso, che sono tipicamente degli andamenti della corrente costante di base in funzione della tensione base-emettitore e della tensione collettore-emettitore, possono essere molto utili in molte difficili applicazioni. Sfortunatamente famiglie di curve per l'ingresso e l'uscita, con un asse comune di tensione collettore-emettitore, sono forniti solo da alcuni produttori di dispositivi.

Comunque una famiglia ottima di andamenti statici è solo parte della storia. Ogni mutamento nelle condizioni operative per un dispositivo significa che c'è stata una piccola o una grande variazione nella tensione e nella corrente all'ingresso del dispositivo. Come risultato, è importante essere capaci di fare almeno una stima di quanto velocemente cambiano le cose in un circuito quando si compie una tale variazione d'ingresso. Incidentalmente, questo è ugualmente vero con i circuiti di commutazione, poichè in qualche modo le variazioni di tensione devono essere sviluppate per portare il circuito dallo stato A allo stato B. La

condizione critica richiesta per assicurare che avrà luogo la commutazione è che nel circuito critico, l'amplificazione di tensione lungo il circuito elettrico di retroazione *deve superare l'unità*. Il solo guadagno di corrente non sarà in grado di fare commutazioni.

Guadagno di Tensione dei Transistori

I dati forniti per calcolare il guadagno di tensione, particolarmente con i transistori bipolari, sono sfortunatamente molto scarsi. Dall'equazione nell'Appendice A è mostrato che il guadagno di tensione per un tipico amplificatore a transistore può essere semplificato alla seguente formula approssimata (tralasciando per ora quei dettagli come le resistenze intrinseche):

$$\begin{aligned} K_V &= -\, g_m R_L \\ &= -\, (q/kT)\, I_c R_L \\ &= -\, y_f R_L \end{aligned} \qquad \text{(Eq. 3-3)}$$

dove,

g_m (o y_f) è la transconduttanza,
I_c è la corrente di collettore,
R_L è la resistenza di carico,
K_V è il guadagno di tensione,
q è la carica dell'elettrone,
k è la costante di Boltzmann,
T è la temperatura assoluta.

La transconduttanza, che è nominalmente (q/kT) per I_c, è mostrata come g_m o y_f. La configurazione del circuito è mostrata nella Fig. 3-3. Più avanti, vedremo che può essere necessario includere un simbolo di rendimento della transconduttanza per unità di corrente, K, in aggiunta al termine (q/kT). Useremo la lettera greca Kappa come simbolo per questo rendimento. Fino a quando il beta per il transistore utilizzato supera un valore minimo, questa equazione è estremamente efficace per calcolare il guadagno di tensione. Per alcune configurazioni di circuiti speciali, le modifiche all'equazione, insieme con i diagrammi, sono incluse nell'Appendice A. Il problema è anche estesamente trattato nel libro dell'autore, Pullen, K.A., *Handbook of Transistor Circuit Design.* (Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc.).

Beta del Transistore

La misura del beta di un transistore richiede la misura delle correnti di piccolo segnale sia nei circuiti di base che di collettore. La misura della corrente di segnale nel collettore è relativamente facile, ma la misura per la base è un poco più difficile a causa del fatto che la tensione di segnale di prova deve essere applicata a questo morsetto tramite una resistenza che limiti la corrente. Fino a che questa resistenza ha un grosso valore paragonata alla resistenza d'ingresso del transistore, è possibile determinare la corrente di base con l'aiuto di questa tensione. (Potete determinare questo, trovando quanta della tensione applicata è disponibile alla base del

dispositivo e correggerlo, se lo desiderate). L'equazione che potete utilizzare per questo, basata sulla Fig. 3-3, è:

$$\beta = \frac{\left(\frac{v_o}{R_L}\right)}{\left(\frac{v_s}{R_s + (y_i)^{-1}}\right)} \qquad \text{(Eq. 3-4)}$$

che può essere semplificata, quando $y_i R_s << 1$, a:

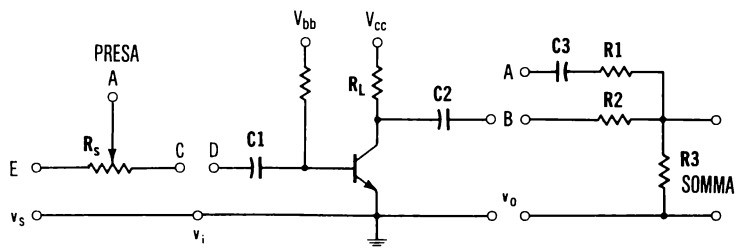
$$\beta = \frac{R_s v_o}{R_L v_s} \qquad \text{(Eq. 3-5)}$$

dove le tensioni e le resistenze sono come richiesto nella Fig. 3-3.

L'impostazione dei livelli di tensione e di corrente, così come delle resistenze, non è critica. Comunque, devono essere stabiliti nell'esperimento. Se desiderate includere alcuni valori suggeriti, comunque, ponete R1 = R2, con valori tra 100 e 200 KΩ. Scegliete la resistenza R3 in modo che sia un decimo della resistenza R1. Un valore tipico di v_s, per il guadagno di corrente, sarebbe di circa 100 millivolt e, per il guadagno di tensione, di circa 5 millivolt. Inoltre la corrente di collettore può essere posta ad 1 milliampere cambiando il valore del resistore R_b. Un valore di 1000 Ω dovrebbe essere un buon valore di prova per R_L. Il valore di R_b sarebbe tra 50 KΩ e 200 KΩ per la maggior parte dei transistori. Il valore del potenziometro R_s potrebbe essere di circa 25 KΩ.

Chiaramente, uno dei modi più facili per misurare il beta è l'aggiustamento di R_s o di R_L, cosicché le due tensioni siano uguali. Vi consigliamo di cambiare R_L a grandi passi e variare R_s per bilanciare. Il problema dell'errore di fase sarà trattato in un prossimo paragrafo.

Riferendoci alla Fig. 3-3, i due punti indicati con "A" sono collegati insieme quando si stanno facendo delle misure di correnti di piccolo segnale o di guadagno



NOTA: PER LA MISURA DEL BETA SALDATE C A D E SOMMATE A E B. PER LA MISURA DI Kv SALDATE E A D E C AL COMUNE. SOMMATE A E B.

Fig. 3-3. Circuito di un semplice amplificatore a transistori.

di tensione. Quando si è fatto questo, il segmento di resistenza R_s tra i punti A e C è impiegato nell'Equazione 3-5 come valore di R_s. Quando si sta misurando il guadagno di corrente, il punto C è collegato al punto D, i due punti segnati "A" sono collegati insieme, ed i due punti contrassegnati "v_o" sono collegati insieme. Quando si è fatto questo, i resistori R1, R2 e R3 formano un circuito completo, e la somma dei segnali che sono applicati ai punti A e B appariranno ai capi di R3. Il tutto può essere esaminato, usando un oscilloscopio.

Un punto che deve essere sottolineato è che nell'Equazione 3-5, il valore di R_s è quella parte di R_s che si trova tra la sezione mobile del potenziometro (punto A) ed il punto C. Con il guadagno di tensione, anche il punto E è collegato al punto D. Quando si sta misurando il guadagno di tensione, il punto C è collegato a massa o al comune.

La misura effettiva può essere fatta misurando i valori di v_o e di v_s, come notato precedentemente, variando il punto di presa su R_s, per bilanciare. (La somma delle due tensioni sarà allora zero). È importante trattenere il segnale effettivo e la corrente diretta nella costante di base mentre si sta facendo questo. Il circuito sommatore interdice l'uscita e il punto di contatto fornisce il segnale al dispositivo op amp, mentre il potenziometro R_s è regolato per il segnale minimo. (Un op amp può essere usato per amplificare l'uscita in tensione ai capi di R3, che poi va ad un oscilloscopio). Dunque il beta è una funzione delle resistenze R_L e di quel segmento di potenziometro R_s che è dal punto "A" al punto "C", come notato per L'Equazione 3-5 e la Fig. 3-3.

Se la frequenza del segnale di prova è alta rispetto alla frequenza di taglio del beta, uno zero effettivo non può essere ottenuto senza usare la tecnica di Lissajous, la quale è propriamente descritta più avanti. Per quel motivo, la frequenza del segnale di prova non dovrebbe essere più di un decimo della frequenza di taglio di beta, f_β.

La tecnica di Lissajous è spiegata nell'Esperimento 3, Capitolo 3. Con essa, ponete il segnale d'ingresso sulle placche di deflessione orizzontale dell'oscilloscopio e le differenze delle tensioni, come ottenuto da R3, sulle placche verticali. Poi, si regola l'ampiezza verticale minima della parte ellittica del segnale per bilanciare. La presenza di una figura a quarto di luna, o verso l'alto o verso il basso, indica la presenza di distorsione.

La migliore taratura della scala può probabilmente essere ottenuta se R_s è una resistenza variabile tarata e se sono disponibili almeno tre valori diversi di R_L. Questa configurazione si dimostrerà piuttosto efficace come mezzo per determinare i valori di beta in funzione della tensione di collettore e della corrente di collettore.

Beta del Transistore in cc

Nello stesso momento in cui viene misurato, il beta di piccolo segnale, è opportuno misurare il beta in cc. Questo è fatto facilmente misurando le correnti

nei terminali di base e di collettore ed eseguendo il rapporto:

$$\beta_{cc} = \frac{I_c}{I_b} \qquad \text{(Eq. 3-6)}$$

Il valore di questo parametro sarà piuttosto diverso da quello di piccolo segnale, sebbene saranno entrambi approssimativamente uguali a correnti molto piccole. Il beta di piccolo segnale aumenta molto più rapidamente del beta in cc, e poi diminuisce molto più rapidamente. Il motivo è che il beta in cc è una media corrente del valore del beta di piccolo segnale. È relativamente facile stimare il beta in cc dai valori di piccolo segnale, ma è piuttosto difficile fare la trasformazione inversa.

La curva per il beta in cc in funzione della corrente di base o della corrente di collettore è comunque di qualche utilità per noi, in quanto sembrano esserci alcune prove che il punto di massima per il beta in cc è almeno vicino al punto di lavoro al quale diventano significative le condizioni di alta iniezione. Per le correnti di dispositivo che pongono il beta in cc al di sotto di questo punto, apparentemente si applicano le condizioni di bassa iniezione; sopra si applicano le condizioni di alta iniezione.

Condizioni di Alta Iniezione

L'esistenza della condizione di alta iniezione ha un effetto significativo sulla efficienza di transconduttanza di un transistore bipolare. Con transistori npn l'alta iniezione provoca un aumento del valore effettivo di Kappa, fino a valori che possano essere grandi sino a 1,6 volte il valore ottenuto con bassa iniezione. Con i transistori pnp, l'effetto è di ridurre il valore reale, che può poi avvicinare di 0,6 volte il valore nominale. La causa di questo fenomeno è il gran numero di cariche maggioritarie che devono essere assorbite nella regione di base per mantenere la neutralità elettrica. Questo sarà trattato più dettagliatamente nel Capitolo 4.

Il valore del beta di un transistore è importante per chi usa il dispositivo, ma in un modo un poco differente di quanto non se ne renda conto la maggior parte delle persone. Se un circuito è progettato in maniera che, per la gamma dei valori di beta incontrati con un dato tipo di transistore, il carico posto sul precedente amplificatore non interessi seriamente il guadagno di tensione di quello stadio, tutti i transistori che hanno un beta maggiore di quel valore minimo nello stadio successivo probabilmente condurranno ad un funzionamento soddisfacente. L'installazione di un transistore con un valore di beta enormemente alto, non mostrerà quasi nessun effetto. Il risultato dell'uso di procedure di progetto quando ci si conforma a questa condizione, sarà un sostanziale miglioramento della affidabilità e stabilità del circuito e una sostanziale riduzione nei problemi di riparazione.

Modi di Funzionamento dei Transistori

Poichè l'equazione del diodo è veramente quella che controlla il flusso di corrente nel circuito d'ingresso di un transistore bipolare, sembrerebbe che delle variazioni estremamente piccole nella tensione base-emettitore possano causare cambiamenti sorprendentemente grandi nella corrente di uscita del dispositivo. Gli esperimenti mostreranno che si verifica proprio questo. Il cambiamento richiesto nella tensione base-emettitore per raddoppiare o dimezzare la corrente di uscita è ancora una volta nelle vicinanze dei 20 mV. Una importante conseguenza di tale osservazione è che ci sono veramente due modi di funzionamento dei transistori bipolari come amplificatori. Il primo modo è essenzialmente un modo d'amplificazione di tensione, in cui una tensione di segnale tanto piccola come un microvolt è riportata ad un valore che si avvicina più o meno a 100 mV. Nel secondo modo il dispositivo è fatto funzionare per aumentare il livello di corrente del segnale, con un piccolo cambiamento nel livello di tensione del segnale base emettitore. Questo modo di funzionamento è un metodo per usare il vostro transistore come un vero amplificatore di corrente.

Non si può dire che c'è una linea di demarcazione precisa tra questi due modi di funzionamento, dato che la retroazione interna può portare a variazioni significative nell'esatto livello di tensione. Per esempio, se si usa una resistenza di ritorno di emettitore che svilupperà un guadagno di tensione all'emettitore di 0,9, allora lo stadio può essere usato come un amplificatore di tensione con un livello di uscita di circa dieci volte il livello di tensione nominale indicato sopra. Poichè il guadagno di tensione all'emettitore di un amplificatore, che usa una retroazione di emitter, è meno di una unità, il livello di uscita sicuro come amplificatore di tensione è aumentato approssimativamente di $(1 - k_{ve})^{-1}$ volte il valore senza la resisenza di retroazione di emettitore in uso.

Il comportamento di un amplificatore a transistore avente grossi segnali d'ingresso da picco-picco, rispetto a 5 millivolt, è abbastanza importante. Per questa ragione, abbiamo progettato un esperimento nel quale esaminerete la variazione di amplificazione di piccolo segnale di un amplificatore a transistore in funzione dei cambiamenti di polarizzazione oscillanti a 100 o più millivolt. Osserverete che con un transistore tipico, l'ampiezza di tensione del segnale di uscita cambia, infatti, sostanzialmente con solo questa piccola variazione di polarizzazione, e potete determinare l'importanza di questa variazione.

La prova vi mostrerà che quando raggiungete livelli di segnale nelle vicinanze di 100 millivolt, vi dovete aspettare di fare alcuni cambiamenti sul modo di operare gli aggiustamenti di circuito per i dispositivi. Troverete conveniente scegliere qualche livello di tensione di segnale picco-picco, e poi progettare i circuiti in un modo da impedire che il livello di tensione oltrepassi il livello scelto. Costruirete amplificatori che hanno guadagno di tensione vicino all'unità, da ingresso a ingresso, elevando sostanzialmente il livello di corrente in ogni stadio successivo. Come notato sopra, questi sono veri amplificatori di corrente che sono stati progettati per avere il guadagno di tensione minimo. Differiscono anche dagli

amplificatori che usano i transistori, che sono generalmente considerati amplificatori di corrente.

Questo non significa sempre che il guadagno dall'ingresso all'uscita su uno stadio singolo, sia limitato all'unità. Dove il dispositivo sta funzionando a emettitore comune l'impedenza di carico richiesta sarà normalmente molto inferiore all'impedenza d'ingresso dell'amplificatore successivo, e avrete infatti, un guadagno di stadio circa unitario. In base comune, comunque, è necessario che il segnale sia introdotto nell'amplificatore successivo ad un livello di impedenza estremamente basso, e qualche tipo di trasformatore di impedenza è comunemente richiesto come interstadio. In questo caso, l'amplificatore di tensione emettitore-collettore deve essere sufficiente per compensare ogni perdita di tensione dovuta alla rete di adattamento d'impedenza. Sono a volte richiesti guadagni di tensione tra dieci e cento, da emettitore a collettore. A causa della impedenza d'ingresso estremamente bassa dall'amplificatore, l'instabilità di fase e l'oscillazione possono essere generalmente evitate malgrado l'aumentato guadagno di tensione. Tipicamente, almeno parte della potenza introdotta nell'emettitore è disponibile come uscita dall'amplificatore.

Elementi Parassiti del Transistore Bipolare

Con ogni dispositivo, passivo o attivo, che funzioni ad un punto di giunzione di corrente, qualsiasi impedenza o ammettenza shunt può essere combinata nel dispositivo come parte delle ammettenze di interelemento. Come conseguenza, gli elementi parassiti che possono più gravemente degradare il comportamento di tale dispositivo saranno in primo luogo elementi in serie, tipicamente resistenze ed induttanze. Per questa ragione è utile introdurre resistenze ed induttanze in serie

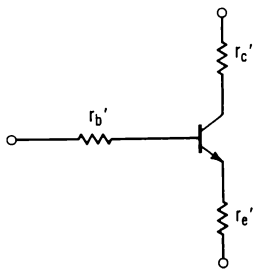


Fig. 3-4. Le resistenze intrinseche di dispersione di un transistore.

simulate nel modello del transistore. Poi, potete osservare quali sono gli effetti che dovete aspettarvi da questi elementi.

Con transistori bipolari, gli elementi parassiti sono principalmente le resistenze intrinseche (Fig. 3-4) cioè la resistenza intrinseca di base, la resistenza intrinseca di emettitore, e la resistenza intrinseca di collettore. Ogni singolo effetto è sufficientemente differente da meritare una serie di esperimenti. Inoltre, questi esperimenti chiariranno come è meglio far funzionare un transistore sotto diverse condizioni.

La resistenza intrinseca di base agisce come una impedenza addizionale in serie con la base, quando il transistore è usato come un dispositivo ad ingresso di corrente. Come vi mostrerà l'esperimento, quando la frequenza è molto più bassa della frequenza di taglio del beta, potete completamente ignorare questa resistenza. Sfortunatamente, la frequenza di taglio del beta per molti transistori è così bassa che è essenziale farli funzionare con un generatore di tensione e, quindi non potete poi ignorare la resistenza intrinseca di base.

I produttori di dispositivi danno frequentemente un'indicazione del valore della resistenza intrinseca di base per quei dispositivi che devono funzionare come interruttori o come amplificatori ad alta frequenza (RF oppure IF). Comunque nella maggior parte degli altri dispositivi, si lascia al lettore la ricerca del valore della resistenza intrinseca di base. È per questa ragione che coloro i quali usano i dispositivi, devono avere qualche idea della natura di questa resistenza e di come si potrebbe stimare il suo valore. Tratteremo in maggior dettaglio questo parametro nel prossimo capitolo.

Probabilmente la più fastidiosa di queste resistenze è la resistenza intrinseca di emettitore. La sua funzione è di limitare la transconduttanza totale di un dispositivo tipico, attraverso l'introduzione di un termine della forma approssimativa dell'Equazione 3-7 nel denominatore dell'equazione del guadagno di tensione:

$$[1 + y_i r_b + (y_i + y_f) r_e] \qquad \text{(Eq. 3-7)}$$

In questa equazione, il valore y_f è una ammettenza fasore che è misurata all'interno della resistenza intrinseca di base ed anche il valore y_i è una ammettenza fasore misurata all'interno, essendo la prima una transconduttanza e la seconda una ammettenza d'ingresso. In questa espressione, il termine $y_i r_b$ compensa la tensione di segnale ai capi della resistenza intrinseca di base, ed il termine rimanente compensa l'effetto di ogni resistenza nel terminale di emettitore, esterno oppure interno al transistore. Questo terzo termine, a prima vista potrebbe sembrare non molto importante, ma, con una corrente di emettitore di 5 mA ed un valore r_e di 5 ohm, il termine additivo avrà un valore approssimativamente unitario che riduce il guadagno di tensione a metà del valore che ci si aspettava. Osserverete questo nei vostri esperimenti.

Un effetto molto importante della resistenza intrinseca di collettore è che aumenta sostanzialmente la dispersione minima per un dispositivo in saturazione. La stessa resistenza che aumenta la tesione minima in saturazione aumenta anche l'amplificazione totale generata alla giunzione del transistore per ogni insieme di condizioni operative. Sotto avverse condizioni può succedere che un amplificatore che dovrebbe essere stabile diventi solo marginalmente stabile, fino ad arrivare al punto di oscillare.

In senso stretto, la capacità di diffusione non è un parametro parassita, ma è estremamente importante come può interessare il funzionamento del dispositivo. Quando fate funzionare un dispositivo come amplificatore di corrente questa

capacità è in parallelo con l'ingresso, ed è responsabile del "caricamento" che concorre a produrre la frequenza di taglio inferiore del beta. Quando usate un dispositivo come un amplificatore di tensione da una sorgente a bassa impedenza, la frequenza alla quale si stabilisce la perdita di risposta è molto più alta. La causa primaria di perdita di guadagno con la frequenza, è dunque una combinazione resistenza intrinseca di base e valore effettivo della capacità d'ingresso invece della resistenza d'ingresso totale effettiva e della capacità d'ingresso.

ESPERIMENTO 1

Esecuzione del grafico delle Caratteristiche di Funzionamento Tipiche di un Transistore al Silicio npn nella Configurazione Operativa ad Emettitore Comune

Lo scopo di questo esperimento è di tracciare le curve caratteristiche tipiche di alcuni transistori npn dello stesso tipo. Vi consigliamo di usare il dispositivo al silicio 2N2222. Dalle vostre misure e dalle curve che risultano, è possibile imparare molto sulle proprietà di questi dispositivi ed essere in grado di paragonarli con la teoria che è descritta brevemente in questo capitolo.

Apparecchiature Speciali Richieste

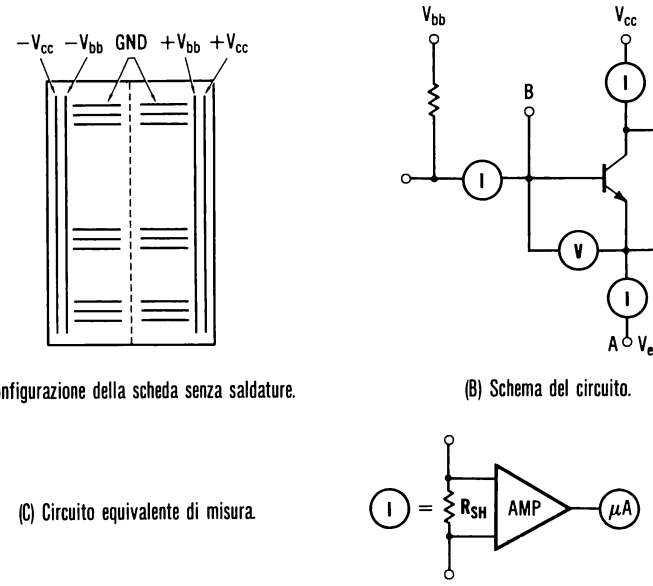
La seguente lista di apparecchiature è necessaria per questo esperimento.

1. Un alimentatore elettrico avente le uscite sia positive che negative. Le uscite devono essere di 5 volt, da 12 a 15 volt, e variabili da zero a circa 12 volt.
2. Un milliamperometro multirange ad alta sensibilità, con gamme da 100 microampere a fondo scala a 100 milliampere a fondo scala, e con una caduta di tensione interna a fondo scala inferiore a 5 millivolt.
3. Un voltmetro differenziale, con un range a fondo scala di 5 millivolt.
4. Un voltmetro digitale, adeguatamente sensibile, può essere sostituito ad uno oppure all'altro degli strumenti precedenti.
5. Una piastra senza saldature con il relativo hardware.

Procedimento

Prendete il vostro alimentatore, e provatene ogni parte con il milliamperometro (ohm - volt) (vom) per essere sicuri che sia funzionante. Poi prendete la scheda senza saldature e montatela su uno chassis. Collegate ognuno dei punti esterni della scheda su entrambi i lati, al proprio morsetto. Collegate almeno uno dei connettori incrociati dei componenti su ogni lato ad un morsetto di massa. Avrete allora una disposizione flessibile per dare energia alla scheda. Questa disposizione è rappresentata nella Fig. 3-5. Troverete che questa configurazione è estremamente conveniente per molte delle prove che farete.

Il collegamento elettrico che userete è mostrato nella Fig. 3-6. Noterete indicati misuratori di "shunt", i quali possono essere installati ponendo un'appropriata



(A) Configurazione della scheda senza saldature.

(B) Schema del circuito.

(C) Circuito equivalente di misura.

Fig. 3-5. Disposizione dell'alimentazione per l'impiego in una scheda senza saldature.

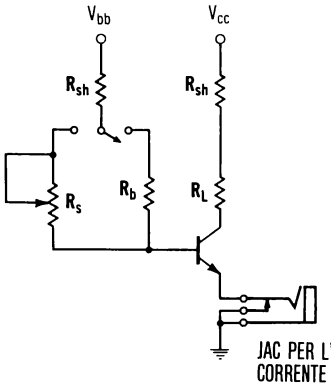
resistenza da una pista di componente ad un'altra, e collegando l'indicatore attraverso le piste.

Se installate un misuratore di shunt sul vostro schema potete variare i range usando alcuni shunt e muovendo solo un collegamento dello strumento ed un collegamento di circuito ogni volta che cambiate range. Ricordatevi di mantenere la resistenza shunt totale nel circuito abbastanza piccola da non intaccare il funzionamento del circuito. Questo sarà trattato in maggiori dettagli nel Capitolo 7.

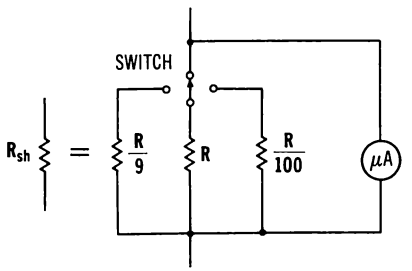
Alcuni dei vostri sistemi di misura sono mostrati nella Fig. 3-7. Gli arrangiamenti di commutazione mostrano come potete minimizzare l'effetto della resistenza di contatto.

Passo 1

L'intensità della corrente di base è regolata con un potenziometro in modo che un valore fissato di tensione può essere usato per questa sorgente. L'alimentazione variabile può allora essere usata per la sorgente di tensione di collettore così che una varietà di punti di tensione può essere presa ad ogni livello della corrente di base. Per prima cosa, fate una curva con il terminale di base aperto (corrente di base zero). Poi, iniziando con una corrente di base di circa un microampere, leggete la corrente di collettore per un transistore 2N2222 (o un altro dispositivo al silicio npn) alle tensioni di collettore come 0,5, 1,0, 2, 4, 6, 8, 10 e 12 volt. Se potete,



(A) Schema dei collegamenti elettrici.



(B) Circuito equivalente del resistore shunt.

Fig. 3-6. Schema del circuito di prova dei transistori.

è anche desiderabile ottenere letture tra 0,05 e 0,5 volt. Registrate i dati nella Tabella 3-1, iniziando con l'andamento a base aperta. Riportate i dati sul grafico nella Fig. 3-8. Riportate preliminarmente la curva per $I_b = 0$ (terminale di base aperto). Questa curva è molto importante poichè vi dirà molto sulla qualità del dispositivo che state provando.

Le Figg. 3-9, 3-10 e 3-11, mostrano curve tipiche che probabilmente osserverete spesso durante le vostre prove. Dovreste tentare di descrivere le condizioni sotto le quali potreste aspettarvi di ottenere ogni tipo di curva che è mostrata in queste figure.

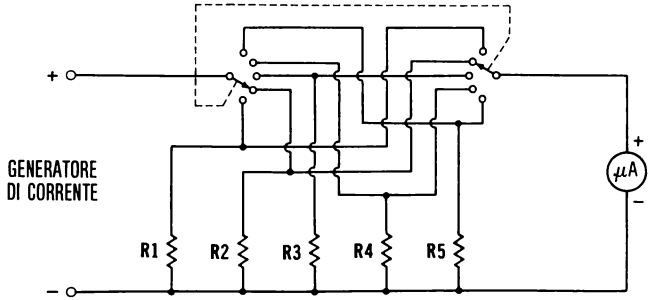


Fig. 3-7. Disposizione consigliate di commutazione dello shunt di misura.

Tabella 3-1. Tabella dei Dati per l'Esperimento 1, Passo 1

I_b				
V_c				
I_c				
I_b				
V_c				
I_c				

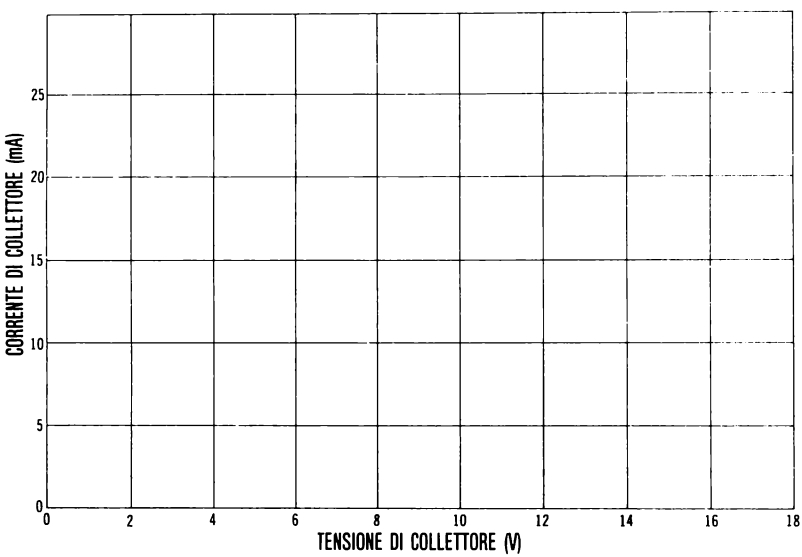


Fig. 3-8. Grafico per l'Esperimento 1.

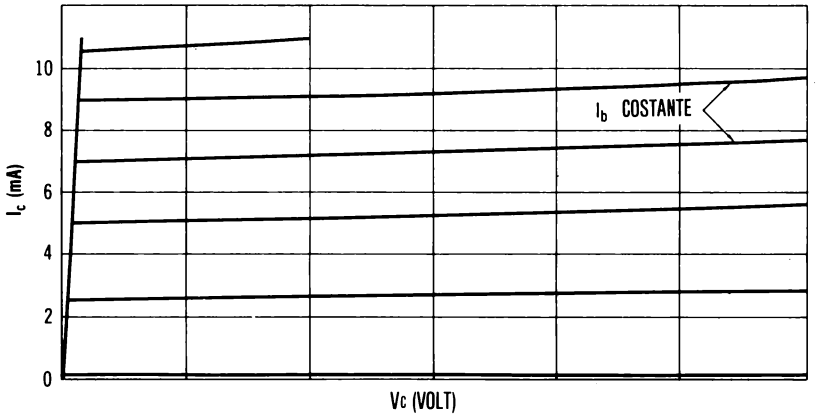


Fig. 3-9. Curve di collettore del transistore ideale.

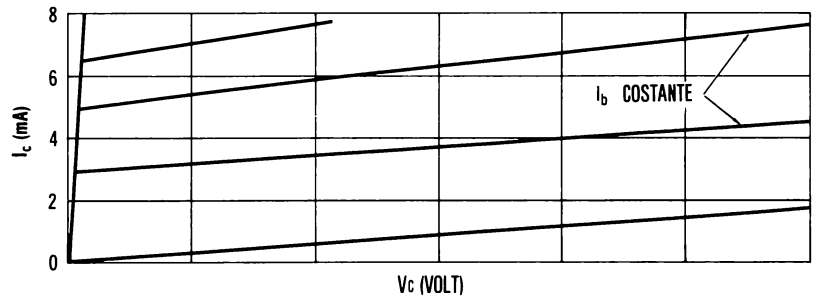


Fig. 3-10. Curve di collettore del transistore con perdite.

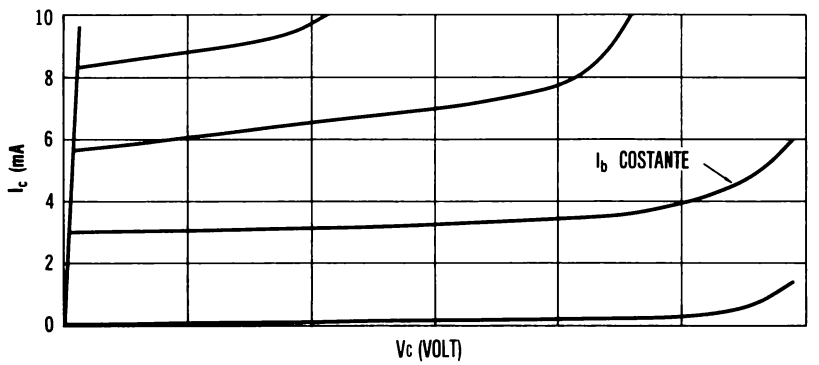


Fig. 3-11. Curve di collettore del transistore con breakdown basso.

Il transistore ideale dovrebbe avere una linea di corrente di base zero corrispondente all'asse di corrente zero, come indicato nella Fig. 3-9. Questo dispositivo, ha essenzialmente la corrente di fuga zero, e non dovrebbe iniziare a condurre oltre il range operativo normale della tensione di collettore. Quando sta assorbendo corrente, ad ogni livello di corrente di base impostato l'andamento al di sopra della tensione di saturazione ha una leggera pendenza mentre la tensione di collettore è aumentata. L'andamento è quasi una linea retta. Il solo fattore che può causare una curvatura positiva è il riscaldamento. In condizioni di alta dissipazione, l'andamento curverà verso l'alta corrente mentre la tensione di alimentazione è aumentata, e ritornerà verso la tensione di collettore zero con un andamento di corrente più alto di quello iniziale.

Gli alti valori di capacità nel transistore possono causare qualche discontinuità dell'andamento a tutti i livelli di corrente ma, in questo caso, l'ammontare della discontinuità tende a diventare più grande, al crescere della corrente totale. In questo caso, l'andamento appare anche relativamente costante nella pendenza. (Questa caratteristica sarà meglio visualizzarla su un caratteristigrafo come quello della serie Tektronic 575).

Se il transistore ha un alto valore di perdita resistiva, allora l'andamento delle curve caratteristiche di corrente presenterà una certa pendenza, particolarmente accentuata a valori bassi di corrente. I transistori che mostrano questa caratteristica dovrebbero essere normalmente scartati poichè daranno molto probabilmente risultati poco soddisfacenti durante il funzionamento.

Quando un transistore ha una tensione di rottura molto bassa, gli andamenti curvano a tensioni basse come mostrato nella Fig. 3-11. Se questi dispositivi devono essere usati a valori sostanzialmente al di sotto del livello di tensione di collettore, dove la curvatura è corretta, e se non c'è induttanza nel circuito, essi possono dimostrarsi accettabili. Non di meno, dovrebbero essere normalmente evitati.

Le curve caratteristiche nella regione di saturazione dovrebbero essere tutte quasi verticali, e dovrebbero rimanere così anche se la sensibilità dell'oscilloscopio è aumentata e la tensione applicata viene ridotta. Se c'è una sostanziale rottura nella pendenza a correnti aumentate, si può sospettare la possibile presenza della resistenza intrinseca di emettitore oppure di collettore, o di entrambe. I problemi che risultano da questo sono esplorati in esperimenti successivi.

Naturalmente, non troverete molti esempi tipici di ognuno di questi tipi di dispositivi. Come risultato, dovete decidere se una certa resistenza ohmica vi darà o no un problema, e se è accettabile la forma della curva nel punto di inizio della regione di corrente zero. La presenza di una induttanza nel circuito di carico di collettore del transistore può introdurre spike (picchi spuri o spifferi) di tensione che possono avere un grave effetto sulla scelta, particolarmente se pensate di tagliare la corrente nel dispositivo.

I transistori che si comportano in modo simile a quelli le cui curve sono mostrate nelle Figg. 3-10 e 3-11, hanno perdite elevate e la tensione di alimentazio-

ne e la corrente sono sufficienti a provocare problemi. Idealmente, la ricerca di questi transistori dovrebbe essere fatta alle condizioni estreme di funzionamento del transistore. Poichè la temperatura è uno dei parametri particolarmente importanti, l'uso nel medesimo tempo di calore e freddo, possono dimostrarsi utili. Ma attenti a non surriscaldare il dispositivo con il saldatore.

Passo 2

Ora potete raccogliere una serie completa di dati sul vostro dispositivo. Regolate la resistenza in serie di base per avere una serie di valori di corrente di base aventi un rapporto o di 1,4 a 1 altrimenti di 2 a 1, e registrate i dati nella Tabella 3-1. È probabilmente conveniente fare le regolazioni di correnti di base allo stesso valore di tensione di collettore ogni volta; 2 volt è un valore conveniente. Poi, variate la tensione di collettore al valore seguente, lasciando fissa la corrente di base. Leggete e registrate i dati nella Tabella 3-1. Per le vostre misure usate i valori di tensione di collettore suggeriti precedentemente (per esempio 2, 4, 6, 8, 10 e 15 volt, ecc.).

Passo 3

Dopo che avete ottenuto la serie di dati, riportateli sul grafico nella Fig. 3-8. Con buone speranze, otterrete una serie di curve, come quelle mostrate nella Fig. 3-9. Paragonate le curve attentamente, annotando tutte le differenze che trovate.

I fattori che dovrete cercare sono gli stessi di quelli trattati in corrispondenza delle Figg. 3-9, 3-10 e 3-11. Potete scoprire la presenza o della resistenza intrinseca di emettitore oppure di collettore tramite l'apparizione della regione di saturazione della curva, ma non potete tuttavia dire ancora dove è. Potete anche scoprire la presenza di perdita ohmica tramite la pendenza dell'andamento di corrente zero e gli altri andamenti. Potete avere un'idea circa il valore del beta notando la differenza di corrente tra due andamenti e dividendo quella differenza per l'ammontare della variazione di corrente di base che l'ha generata. In breve, potete dire molto circa il vostro transistore se siete osservatori.

Passo 4

C'è un' informazione addizionale importante che avete bisogno di raccogliere sul vostro dispositivo: si tratta dei valori tipici di tensione di base lungo i vari andamenti che avete appena riportato. Non vi è stato chiesto di farlo nel Passo 1 perchè queste curve sono raramente presentate, e la misura implica variazioni di tensione. Comunque, per fortuna, l'esatto punto di riferimento non è importante in questa misura fino a quando è stabile.

Dovrete disporre in tabella la variazione di tensione, in relazione alla tensione di riferimento selezionata, agli stessi punti in cui avete misurato i dati nel Passo 1 in modo da poter riportare graficamente i dati in una serie di curve come quelle della Fig. 3-8. Con questo nuovo diagramma, comunque, avrete sia le curve mostrate nella Fig. 3-8 che una nuova serie, basata sui nuovi dati. Infatti potete ottenere una serie di curve molto complicate da questi dati e, come risultato, avrete una base eccellente per decidere voi stessi quale configurazione può esservi più utile. I grafici d'esempio riportati nella Fig. 3-12 sono mostrati in modo particolare. Questo è per vostra comodità. Nella parte superiore destra potete inserire curve di collettore standard come quelle riportate nella Fig. 3-8. Direttamente sotto le curve di collettore, potete riportare gli andamenti a corrente di base costante su un grafico tensione di collettore tensione di base. Poi a sinistra possono essere riportati una serie di andamenti disposti in funzione della tensione di base e della corrente di collettore. Registrate i dati nella Tabella 3-2. Quanto

Tabella 3-2. Tabella dei Dati per l'Esperimento 1, Passo 4

I_b				
ΔV_b				
I_c				
V_c				
I_b				
ΔV_b				
I_c				
V_c				

varia la tensione di base tra due andamenti successivi di corrente di base? Che cosa concludete circa la relazione di questo con quello che avete imparato sui diodi?

Avreste dovuto trovare che tra gli andamenti successivi di corrente di base costante, la corrente di collettore quasi raddoppierà. (Questo non è esatto, quando il beta varia). La variazione nella tensione di base da andamento a andamento sarà circa 20 millivolt. La variazione *lungo* ogni dato andamento sarà generalmente di soli pochi millivolt.

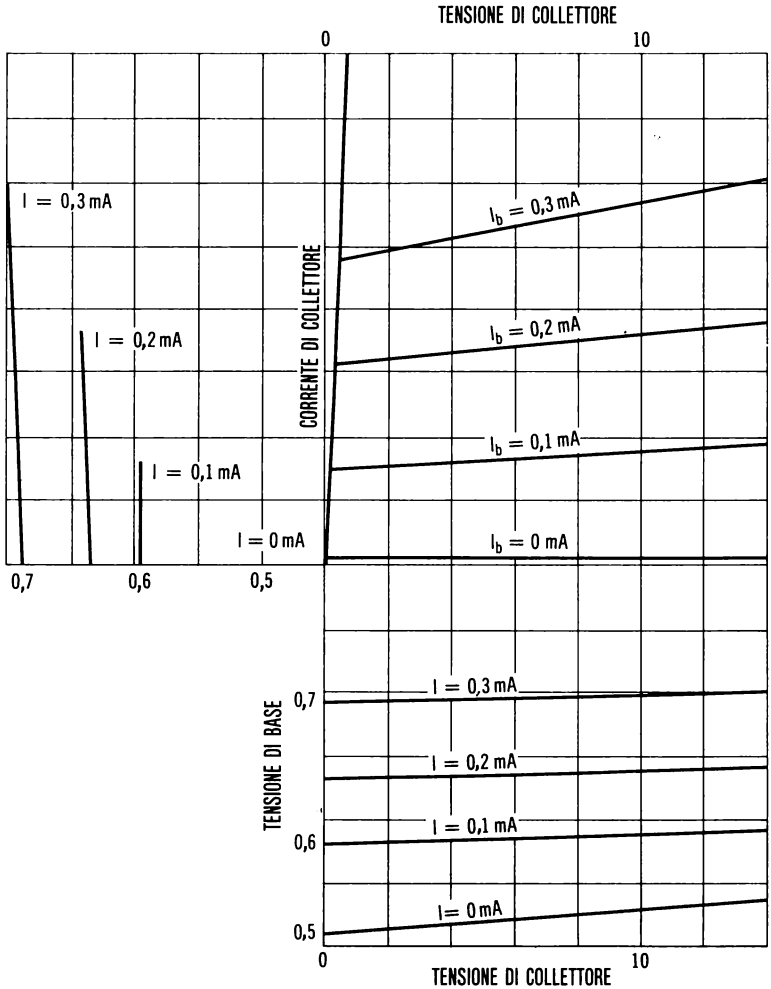


Fig. 3-12. Famiglia di curve caratteristiche per un transistore tipico.

Passo 5

Ora potete riportare i dati su carta millimetrata nella forma descritta nel Passo 4, in modo tale da avere riportati sia il campo di tensione di base, tensione di collettore, che il campo di tensione di base, corrente di collettore. Esaminate i grafici dopo averli disegnati. Dove fate generalmente funzionare il vostro transi-

store su queste curve? Quale coppia di curve presenta dati in un modo aperto nella regione di funzionamento?

È chiaramente evidente da queste curve che la normale area di funzionamento per un transistore, implica le curve mostrate nella porzione destra della curva. Sebbene alcuni produttori forniscono i grafici mostrati nella metà superiore della Fig. 3-12, l'autore non è stato in grado di trovare nessun uso significativo per la serie che comprende la tensione di base e la corrente di collettore.

Basandosi su queste misure e sulle curve che ne risultano, potete vedere perchè c'è un problema nel descrivere l'andamento della tensione base-emettitore, e perchè una tensione di offset (fuori zero) può essere d'aiuto per capire cosa accade. Avete bisogno di ricordare che la grandezza della tensione d'offset è funzione della temperatura, in modo che la precisione nella sua misura sia molto meno importante della misura delle variazioni nella tensione di base. Ecco perchè è stato approntato un modo per evitare di dover prendere la differenza di due grandi numeri quando si misura la tensione di offset. Questo vi dà quasi tutte le informazioni di cui avete bisogno. Poichè potete facilmente calcolare il beta in cc del vostro dispositivo con i vostri dati, e per ora non richiedete una grande precisione nella risposta, avete tutte le misure eccetto quelle di transconduttanza, direttamente disponibili.

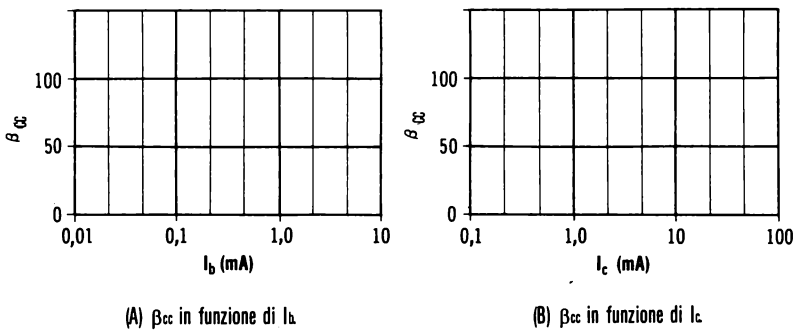
Passo 6

Ora vorrete cercare di spingere il dispositivo in qualche zona di funzionamento vicino al suo limite di dissipazione. Consultate il valore di dissipazione del vostro transistore. Il valore di dissipazione del 2N2222, a temperatura ambiente, è di 500 milliwatt. Per questo test potete applicare fino ad almeno 200 milliampere poichè il valore di cresta per il 2N2222 è di 800 milliampere. Vogliamo esaminare il funzionamento del dispositivo nell'area di bassa tensione per scoprire come si comporta con alte correnti. Occorre trovare sia il luogo dei punti di saturazione a questo valore di corrente, sia il livello di corrente quando si sta approssimativamente mezzo volt sopra la linea di saturazione, e tuttavia si sta sotto la metà del livello di dissipazione stimato.

È meglio limitare il range della tensione di collettore piuttosto che la corrente di collettore, poichè troveremo che la transconduttanza è controllata da questa corrente anche nei dispositivi pratici. È anche utile tenere una resistenza che limiti la corrente in serie con il collettore, poichè ci sono buone ragioni perchè la tensione dal collettore all'emettitore non debba oltrepassare metà della tensione

di alimentazione. (Ci sono alcune eccezioni, ma generalmente questa è una saggia regola). Cosa osservate?

Quando un transistore si scalda è normale che aumenti la sua corrente di collettore. Se metà della tensione è consumata ai capi di un resistore stabile, l'aumento nella corrente provocherà una diminuzione più grande nella tensione ai capi del transistore che l'aumento nella corrente, con il risultato che diminuirà la potenza d'ingresso. Se meno della metà della tensione appare ai capi del resistore in serie, l'ingresso di energia al transistore da principio aumenterà, quindi si livellerà e poi, diminuirà, ma solo dopo che la tensione ai capi del transistore è inferiore a metà della tensione applicata. Le curve che avete riportato graficamente mostrano che per tutti gli scopi pratici, il comportamento del dispositivo è indipendente dalla tensione di collettore fino a che avete almeno mezzo volt in più di alimentazione ai capi del transistore di quanto non è la tensione di saturazione alla corrente massima. Il risultato è che se volete minimizzare il riscaldamento ed elevare l'affidabilità scegliete la tensione di collettore più bassa possibile.



(A) β_{cc} in funzione di I_b (B) β_{cc} in funzione di I_c

Fig. 3-13. Grafico del beta in cc in funzione della corrente.

Passo 7

Ora potete riportare graficamente le curve per il beta in cc in funzione della corrente di base. Potete anche riportare la curva del beta in cc in funzione della corrente di collettore. Prendete semplicemente il rapporto delle correnti rispetto a qualche tensione di collettore opportuna (esempio 2 volt). Riportate le curve sui grafici mostrati nella Fig. 3-13. (Le vostre curve dovrebbero assomigliare un poco a quelle mostrate nella Fig. 3-14). Più avanti, traccerete un grafico del beta di

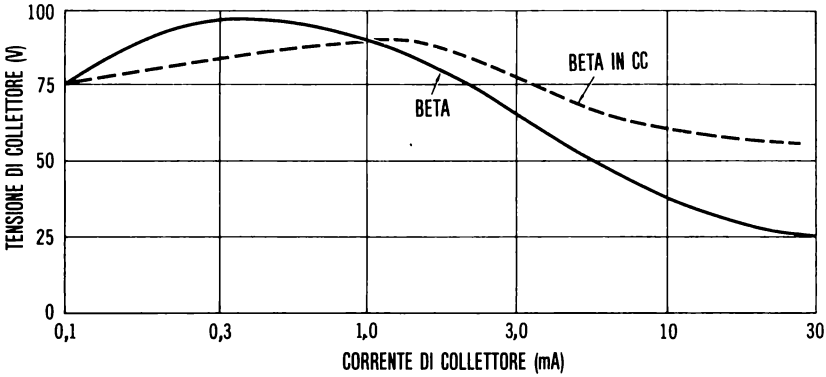


Fig. 3-14. Curve del beta di piccolo segnale ed in cc.

piccolo segnale su questo stesso grafico per vedere come differiscono. (Speriamo che il dispositivo sopravviva!). Cosa potete concludere da queste curve?

Vi viene chiesto di riportare queste curve, in due modi poiché, mentre i produttori di dispositivi generalmente le riportano in un modo solo, quando cercate di usarle, ne avete bisogno nell'altro modo. Generalmente troverete le curve riportate in funzione della corrente di collettore sui data sheet. Avete mai provato ad usarle in quella forma? Se volete fare un'analisi di Fourier della forma d'onda di uscita quando una sinusoide è applicata alla base, come la fate? Dovete scoprire come varia la corrente di uscita in funzione di un ingresso sinusoidale, e ciò significa che dovete conoscere cosa succede in uscita quando si parte da un ingresso sinusoidale (in funzione del tempo). Se la riportate in funzione della corrente di base, avete quello che vi serve. L'autore ha per anni cercato un metodo per riportarla graficamente nei termini dell'uscita, e non l'ha ancora trovata. La conversione per ingressi ugualmente spaziati e poi riportati di nuovo graficamente, deve essere seguita da un'altra conversione in un grafico sinusoidale in funzione del tempo. Farla in modo non accurato, è un vero pasticcio.

ESPERIMENTO 2

Curve Caratteristiche in Base Comune per un Transistore npn

Lo scopo di questo esperimento è di provare il transistore nella configurazione in base comune e di ripetere l'Esperimento 1. Avrete bisogno di fare qualche piccola modifica allo schema del circuito usato nel precedente esperimento. La

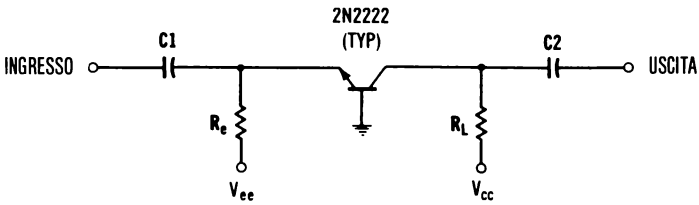


Fig. 3-15. Configurazione del circuito di base comune per un transistore npn.

base del transistore in questo caso va a massa e l'emettitore ritorna, tramite una resistenza variabile, al negativo dell'alimentazione invece che al positivo.
La resistenza del resistore variabile è circa $^1/_{100}$ del valore usato nell'Esperimento 1. Il circuito è mostrato nella Fig. 3-15. Perchè dovete invertire la polarità della sorgente di alimentazione, e perchè riducete il valore della resistenza variabile che è in serie con l'emettitore?

Con un transistore bipolare nella polarizzazione diretta, il potenziale di base è sempre tra quello di emettitore e quello di collettore. Se la base è usata come punto di riferimento allora, è necessario che il potenziale di emettitore sia l'inverso di quello del collettore. Quando l'emettitore è usato come riferimento, la polarità del potenziale di base è la stessa di quella del collettore. Dal momento che la corrente di emettitore può essere fino a 100 o più volte la corrente di base, la resistenza nel circuito di emettitore non può essere superiore a $^1/_{100}$ rispetto a quella usata con la base per assorbire la stessa tensione globale. In realtà, la corrente di emettitore è leggermente maggiore della corrente di collettore. Poichè l'equazione di corrente per il vostro dispositivo è

$$I_b + I_c + I_e = 0 \qquad \text{(Eq. 3-8)}$$

potete vedere che la corrente di base deve essere molto più piccola di entrambe le altre correnti quando si usa un buon transistore.

Una conclusione che potete trarre circa le curve dei transistori, che sono riportate tanto a corrente di emettitore costante quanto in funzione della tensione di collettore e della corrente di collettore, è che le curve non vi dicono veramente molto sulle caratteristiche del vostro dispositivo. L'andamento della corrente di emettitore è tanto vicina che coincide con la corrente di collettore che la determina.

Passo 1

Modificate la vostra configurazione per conformarsi con la Fig. 3-15. Poi potete iniziare a raccogliere i dati per riportare graficamente una serie di curve come quelle mostrate nella Fig. 3-8. Misurate la corrente di emettitore, la tensione emettitore-base, la tensione base-collettore, la corrente di collettore e registrate nella Tabella 3-3. Iniziate con un circuito aperto sul terminale di ingresso (o emettitore) e riportate l'andamento a polarizzazione zero. Poi, iniziando a circa 100 microampere, introducete una corrente di emettitore e misurate la corrente di collettore a diversi valori di tensione di collettore per ogni corrente. Poi, raddoppiate la corrente di emettitore e ripetete le prove.

Tabella 3-3. Tabella dei Dati per l'Esperimento 2, Passo 1

I_e				
ΔV_e				
I_c				
V_c				
I_e				
ΔV_e				
I_c				
V_c				

Passo 2

Questi dati possono essere riportati graficamente come insiemi di collettore oppure come insiemi completi che comprendono i tre campi come è stato fatto nell'Esperimento 1. È importante introdurre una tensione di riferimento stabile in modo tale che può essere disposta in tabella la tensione emettitore-base. Con transistori al silicio, la tensione di offset dovrebbe essere di circa 0,4 ÷ 0,5 volt, con transistori al germanio, tra 0,1 e 0,2 volt. Finché il voltmetro differenziale è calibrato in modo ragionevolmente preciso, lo zero di riferimento può essere risistemato dopo ogni misura. A meno che sia buona la calibrazione, comunque, può risultare un errore cumulativo. L'uso di un voltmetro digitale di una adeguata sensibilità è particolarmente utile per questo, esso è normalmente calibrato con elevata precisione.

Quando state riportando una famiglia di curve di ingresso, come nell'Esperimento 1 e come farete in questo esperimento, è meglio lasciare il set polarizzante di riferimento ad un valore conosciuto, come 0,4 o 0,5 volt (per un dispositivo al silicio), e misurare tutte le tensioni rispetto a questo (Fig. 3-16). Quando state confermando che la

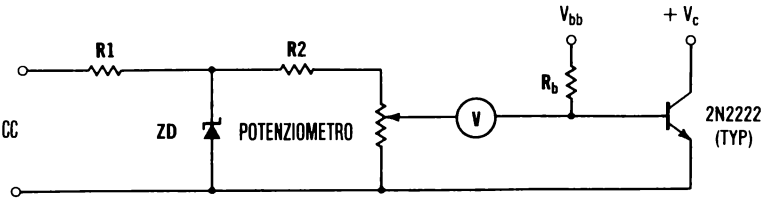


Fig. 3-16. Circuito per il bilanciamento della tensione di offset (fuori zero).

variazione di tensione richiesta per una variazione due a uno nella corrente di collettore è, infatti, vicino ai 18 millivolt, è più conveniente riazzerare la polarizzazione ogni volta in modo che da osservare le variazioni quando avvengono.

Passo 3

Dovrete misurare l'"alfa", o guadagno di corrente dall'emettitore al collettore, quando state misurando il beta direttamente. Inoltre dovreste determinare il rapporto della corrente di collettore rispetto alla corrente di emettitore per una serie di valori di corrente di emettitore (tabella 3-4) ad un valore tipico di tensione di collettore; per esempio, due volt. Più avanti, aggiungerete i dati di alfa di piccolo segnale a questi dati, per vedere quali differenze potete trovare, se ce ne sono.

Tabella 3-4. Tabella dei Dati per l'Esperimento 2, Passo 3

I_e				
I_c				
I_e				
I_c				

ESPERIMENTO 3

Misura di Alfa di Piccolo Segnale e di Beta di Piccolo Segnale.

Lo scopo di questo esperimento è d'imparare qualcosa circa i parametri di piccolo segnale usati più comunemente per un transistore bipolare, ed esattamente, *beta* ed *alfa*. Come sapete, questi sono guadagni di corrente da base a collettore e da emettitore a collettore, rispettivamente. I vostri sforzi iniziali saranno di misurare il beta in una varietà di punti nel campo delle curve che avete riportato graficamente per il vostro transistore. Poi potete fare lo stesso con alfa. Comunque, riportate i valori dell'andamento sulla famiglia di base comune delle curve in questo caso.

Ci sono due modi in cui queste curve possono essere presentate. Possono essere presentate come una funzione o della corrente d'ingresso oppure della corrente

d'uscita come avete già fatto con il beta in cc oppure possono essere riportate come andamenti di valore costante in una serie di curve caratteristiche di collettore. Dovreste farlo in entrambi i modi. Troverete che otterrete informazioni più utili quando sono usate le curve di valore costante nella famiglia di collettore. È importante notare che gli andamenti di valore costante di ogni parametro di piccolo segnale può essere riportato in questo modo in caratteristiche statiche. La costa importante è determinare la disposizione.

Per questo esperimento avete bisogno di un oscillatore audio di bassa frequenza, la cui frequenza dovrebbe essere di rica 500 ÷ 1000 periodi. Questa sorgente deve avere un'impedenza d'uscita molto bassa, e deve avere una buona forma d'onda sinusoidale. Perchè è necessario che la vostra sorgente abbia un'impedenza d'uscita bassa?

La ragione è che i transistori richiedono una certa potenza ai loro ingressi e voi avete bisogno di averne a disposizione. La domanda di potenza è più grande nella configurazione a base comune quando mettete il segnale nell'emettitore, ma è significativa in entrambe le configurazioni. Potete usare una sorgente di segnale EXAR 2206, facendolo seguire da un ripetitore a bassa impedenza come un emitter follower (inseguitore d'emitter) se desiderate. (Il progetto degli emitter follower è spiegato nel prossimo capitolo). Un possibile circuito ripetitore è schematizzato nella Fig. 3-17. Dovrebbe essere fatto funzionare da + 5 volt a − 5 volt, con la base che ritorna alla massa cc.

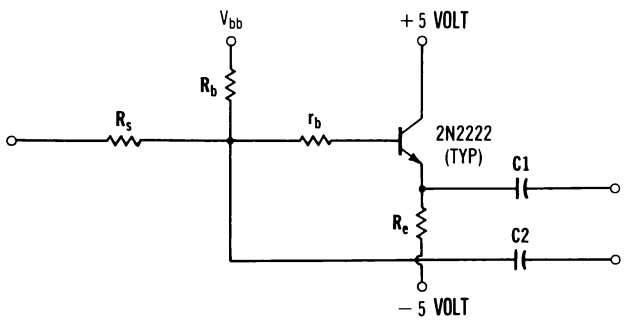


Fig. 3-17. Un circuito ripetitore, inseguitore di emettitore (emitter-follower).

Passo 1

Un circuito per la misura del beta di piccolo segnale (o alfa di piccolo segnale con la base e l'emettitore scambiati) è mostrato in Fig. 3-3. Noterete che l'uscita del vostro generatore di segnale è collegata ad un resistore in serie ed un potenziometro in parallelo ad esso (ma con ritorno a massa piuttosto che alla base). Dovrete scegliere le dimensioni di questo resistore basandovi sul transistore e sul livello di corrente che state usando nelle vostre misure. Un buon punto d'inizio di

prova è (10 kT/q I_b). Il valore di (kT/q) è di 26 ohm-milliampere). Troverete il vostro oscilloscopio molto prezioso in queste prove.

A questo punto, potrebbe essere utile fare brevemente una digressione sui metodi che potete usare nel modo di applicare più efficacemente l'oscilloscopio per queste prove.

Fondamentalmente, avete due metodi con cui procedere. Ognuno vi darà delle utili informazioni che sono in qualche modo difficili da ottenere quando usate il metodo alternativo. Sono: l'uso dell'oscilloscopio come un dispositivo ampiezza-tempo e, l'uso dell'oscilloscopio per riportare graficamente un'analisi di ingresso-uscita "X in funzione di Y" della risposta. Quest'ultimo metodo a volte è chiamato metodo delle *figure di Lissajous*.

Quando usate l'oscilloscopio come un dispositivo ampiezza-tempo mettete il segnale che desiderate studiare sull'amplificatore di deflessione verticale (l'ingresso Y) e disponete la velocità di scansione orizzontale per darvi uno due periodi completi del segnale da un capo all'altro della faccia del tubo. Il primo passo è di esaminare la forma d'onda per l'applicazione al vostro dispositivo sotto test (DUT) che viene dall'oscilloscopio. Questo dovrebbe generalmente essere una buona sinusoide. Poi vorrete esaminare la tensione corrispondente all'ingresso del transistore. Lasciando fissa la corrente di base, potete variare il valore della resistenza in serie nella linea di segnale. Quando diminuite il valore di questa resistenza, scoprirete che la vostra forma d'onda sta diventando distorta paragonata alla sinusoide che avete ottenuto. Potete spiegare perchè?

La ragione di ciò è che l'ingresso al transistore non presenta una resistenza costante ad un grande segnale ma varia esponenzialmente (con qualche modificazione dalla resistenza intrinseca di base). Quando l'ampiezza del segnale è abbastanza piccola, questa variazione non dà problemi. Il risultato è che la forma d'onda alla base sarà distorta se l'ampiezza del segnale è, ivi, oltre i 10 millivolt.

Passo 2

Ora, dovreste esaminare la forma d'onda all'uscita del collettore. La forma d'onda del collettore può essere buona anche con una forma d'onda distorta alla base del transistore. Perchè?

La risposta è che quando l'ammettenza d'ingresso del transistore aumenta, aumenta anche l'ammettenza diretta di trasferimento, con il risultato che l'ampiezza di segnale d'uscita e la forma d'onda sono essenzialmente dipendenti dalla forma d'onda di sorgente, non dalla forma d'onda alla base. Questo sarà vero fino a che il beta del transistore è relativamente costante sulla forma d'onda. Ecco perchè il beta è ritenuto il primo parametro fondamentale per il transistore

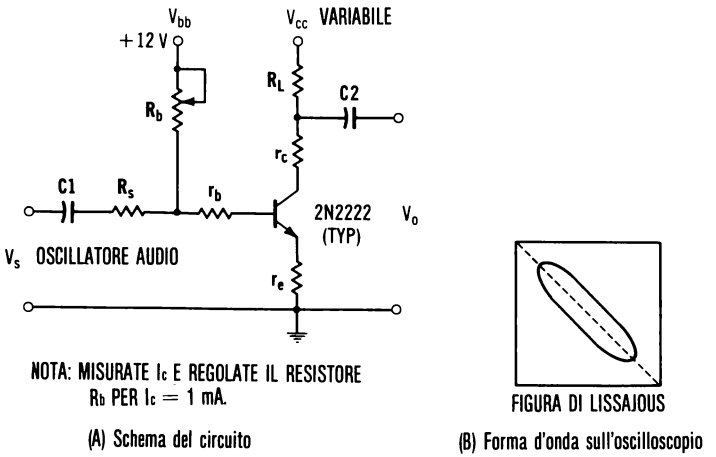
bipolare. Il valore effettivo del guadagno di tensione da sorgente ad uscita è molto sensibile al valore del beta.
Comunque il valore del beta dipende dalla vita della carica minoritaria, un valore che anche ora è poco controllato.

Passo 3

Potete eliminare questa distorsione non lineare e mostrare meglio cosa volete sapere con il funzionamento a piccolo segnale per la vostra misura. Quando usate l'oscilloscopio come un dispositivo di osservazione di segnale, esso indica la tensione di segnale presente al punto di prova. Trovate che quando riducete abbastanza l'ampiezza del segnale, il transistore sembra che sia lineare, e non troverete nessuna distorsione percettibile in qualsiasi posizione del circuito.

Per usare il vostro oscilloscopio come un dispositivo indicatore X-Y, collegate la tensione d'ingresso dalla sorgente all'asse orizzontale, e l'uscita dell'amplificatore all'asse verticale. Con queste condizioni, troverete che il segnale di uscita genererà una linea pendente, quasi perfettamente diritta, ai capi dello schermo dell'oscilloscopio nei quadranti due e quattro. La traccia può avere qualche interruzione nelle due direzioni delle ripartizioni, ma la figura dovrebbe assomigliare ad un ellisse. Infatti, più alta è la frequenza, e più larga apparirà l'ellisse. Questa è la *figura di Lissajous*. Perchè pende in questo modo? (Vedere la Fig. 3-18 B).

La pendenza in senso contrario è un risultato dell'inversione della polarità di segnale, che ha luogo in un amplificatore a transistore con emettitore comune.



(A) Schema del circuito

(B) Forma d'onda sull'oscilloscopio

Fig. 3-18. Un circuito fondamentale per la prova dei transistori.

Questo effetto è molto importante nell'elettronica digitale. Potreste notare alcune imperfezioni nell'ellisse a maggiori ampiezze di segnale che spariscono quando riducete l'ampiezza di segnale ed aumentate la sensibilità del vostro amplificatore nell'oscilloscopio. Cosa li provoca?

Queste irregolarità sono causate da variazioni nel valore di beta oltre il percorso operativo che è seguito dal segnale. L'andamento del carico può andare troppo vicino alla linea di saturazione oppure alla linea di taglio per il dispositivo. Entrambi possono causarvi molti problemi!

Di nuovo, se prendete l'ingresso orizzontale direttamente dalla base del DUT, e l'ampiezza di tensione supera i 10 ÷ 20 millivolt, troverete che il diagramma dell'uscita in funzione dell'ingresso è molto distorto. Ancora, questo è dovuto alla resistenza d'ingresso non lineare del transistore. In gran parte scompare a piccoli valori di tensione d'ingresso. Troverete utile riportare graficamente alcune delle curve che osservate.

Queste prove vi diranno molte cose. Per prima cosa dovreste far funzionare i vostri dispositivi a tensioni di segnale abbastanza piccole in modo tale che possiate ottenere un funzionamento pressochè lineare, oppure usare circuiti di compensazione se volete minimizzare la distorsione. La seconda cosa è che potete probabilmente ottenere una migliore misura usando una tecnica compensatrice in congiunzione con le figure di Lissajous. Il vostro schema di circuito mostra proprio un tale amplificatore a ripetizione additiva. Un ingresso è collegato al braccio del potenziometro e l'altro all'uscita dell'amplificatore. Potete regolare il potenziometro del beta fino ad ottenere l'uscita approssimativamente zero e, poi leggere direttamente il beta dal potenziometro. Con la figura di Lissajous, la pendenza media del segnale combinato apparirà essere orizzontale.

Questo circuito è molto utile da usare se avete bisogno di leggere il beta di un transistore, e può anche essere usato per misurare alfa. (Le sole variazioni richieste sono quelle di scambiare i terminali di base e di emettitore, invertendo la polarità dell'alimentazione di base/di emettitore, e sostituendo il valore più piccolo della resistenza di sorgente, al massimo il 5% di quello usato nella configurazione ad emettitore comune). Troverete istruttivo misurare sia alfa che beta ai punti dove avete riportato graficamente il beta in cc e l'alfa in cc in modo tale da poter vedere le differenze. Questo dovrebbe essere seguito da una spiegazione delle differenze che avete trovato.

Avrete probabilmente trovato che sia il beta in cc che quello di piccolo segnale si comportano più o meno come era indicato nella Fig. 3-14. Allo stesso tempo,

avrete probabilmente trovato di poter separare appena le due curve dell'alfa. La curva del beta di piccolo segnale attraversa la curva beta in cc quando quest'ultima è orizzontale, ed entrambe cominciano dallo stesso punto a corrente zero. La variazione del beta di piccolo segnale è molto più rapida di quella del beta in cc, poichè l'ultima è, in effetti, la media della prima dalla corrente zero alla corrente di base in questione.

ESPERIMENTO 4

Misura della Transconduttanza del Transistore

In questo esperimento, userete la configurazione usata nell'Esperimento 3 per misurare la transconduttanza del vostro transistore così che potete osservare perchè questo parametro è più importante di quanto sia normalmente ritenuto. Potete usare la vostra configurazione di prova di piccolo segnale nel dispositivo a emettitore comune con solo piccole variazioni.

Passo 1

Applicherete le tensioni di segnale di circa 5 millivolt di ampiezza al vostro transistore. Avrete bisogno di misurare la tensione in quel punto. Fino a quando la frequenza operativa è al di sotto della frequenza di taglio del beta, potete lasciare il resistore della sorgente di segnale come un mezzo per ridurre il segnale disponibile. Il potenziometro può essere ora collegato dalla base alla massa. Vorrete anche essere in grado di ridurre il carico di collettore a metà ogni volta che raddoppiate la corrente di collettore. Perchè volete fare questo?

È utile farlo poichè la transconduttanza nominale del vostro dispositivo è idealmente proporzionale alla corrente del dispositivo. Per ottenere una uscita totale costante da comparare all'ingresso, è utile dimezzare la resistenza di carico ogni volta che è raddoppiata la corrente di uscita. In questo modo, il valore del prodotto $(q/kT)\, I_c R_L$ è mantenuto costante. Poichè, state trascurando per ora gli effetti di alta iniezione e le resistenze intrinseche, questo non sarà esattamente costante ma sarà sorprendentemente stabile, e le variazioni possono facilmente essere controllate con il potenziometro.

Passo 2

Tutte le variazioni causate da ciascuno dei parametri che tendono a degradare la regolarità si mostreranno nei dati misurati. Dovreste riportare graficamente il rapporto tra tensione di uscita per un valore costante del prodotto ($I_c R_L$) e la

tensione d'ingresso (alla base del transistore) sul vostro grafico per il beta di piccolo segnale. (Con un transistore ideale avente una resistenza intrinseca di base zero e nessun altro difetto, ciò sarà una linea orizzontale).

L'equazione per la transammettenza y_f oppure g_m, in qualunque modo preferiate chiamarla, è data dalla espressione:

$$y_f = v_o / (v_i R_L) = \kappa (q/kT) I_c \qquad \text{(Eq. 3-9)}$$

Poichè questo rapporto è in realtà il prodotto di kappa e (q/kT), e voi sapete che (q/kT) ha un valore di 39 mho per ampere (siemens per ampere); potete valutare la variazione di kappa direttamente. (Questo trascura r_b e le altre resistenze intrinseche). Avete scelto il transistore npn per questa serie di prove perchè il valore di kappa aumenta decisamente nella condizione d'alta iniezione, e questo aumento può essere rivelato anche in presenza di valori modesti di r_b ed r_e.

L'equazione per l'amplificazione di un transistore che include il kappa e la resistenza intrinseca di base, assume la forma:

$$K_v = - y_f R_L / [1 + y_i r_b] \qquad \text{(Eq. 3-10)}$$

$$= - \kappa (q/kT) I_c R_L / [1 + (q/kT) I_b r_b]$$

dove le resistenze intrinseche di emettitore e di collettore sono state trascurate. L'ammettenza d'ingresso per il dispositivo può essere stabilita in una forma similare:

$$y_i = (q/kT) I_b / [1 + (q/kT) I_b r_b] \qquad \text{(Eq. 3-11)}$$

Il fattore kappa, che dovrebbe tecnicamente essere considerato nell'Equazione 3-11, può normalmente essere trascurato. Queste equazioni possono darvi una rappresentazione in bassa frequenza piuttosto buona per il vostro transistore come un componente di un amplificatore semplice.

Cosa potete dedurre circa i valori di questi parametri, sulla base dei dati che registrerete nella Tabella 3-5?

La nostra esperienza ci indica che avete bisogno di conoscere qualcosa circa r_b, e se c'è un valore significativo di r_e nel vostro dispositivo. Il suo valore dovrebbe essere inferiore a $0{,}1 [(q/kT) I_c]^{-1}$ al valore massimo di I_c che voi vi aspettate di usare per essere sicuri che abbia un effetto trascurabile sul funzionamento del dispositivo. Dovreste anche sapere dove inizia l'alta iniezione in modo che possiate correggerla. Inoltre, dovreste conoscere qual è il valore minimo di beta che probabilmente incontrerete, in modo tale da poter progettare il vostro circuito di sorgente per fornire la corrente di base richiesta.

Tabella 3-5. Tabella dei Dati per l'Esperimento 4

V_o				
V_i				
I_b				
I_c				
R_L				
y_f/I_c				

Passo 3

È interessante tentare di stimare alcuni di questi dati dalle cose che potete misurare sul vostro transistore. Le tecniche descritte sono approssimative, in quanto presumono cose che non sono completamente vere. Comunque, se sono usate attentamente, possono condurre ad un'idea di qualche tipo su qual'è la risposta giusta.

Il valore di r_b può essere stimato a correnti relativamente piccole con l'uso di questa equazione:

$$r_b = \frac{(\Delta I_c - y_f)}{\Delta I_b y_f} \qquad \text{(Eq. 3-12)}$$

dove,

y_f è la transconduttanza misurata ad un valore di corrente piccolo (come l'1%
del valore massimo nominale),
r è sempre (q/kT),
I_b è la corrente di base,
I_c è la corrente di collettore.

Il valore di $\hat{}$ è approssimativamente 39 mho per ampere.

Il valore di r_e può essere stimato a valori di corrente più alti determinando gli effeti degenerativi che esso introduce. Deve essere separato dalla componente di r_b. La seguente equazione può dimostrarsi utile per il suo calcolo. Dovreste ricordarvi che sarà significativa se potete vedere chiaramente che la transconduttanza per il vostro dispositivo è diventata approssimativamente costante quando aumentate la corrente di collettore. L'equazione approssimativa per r_e è:

$$r_e = (K\Delta I_c - y_f\{1 + \Delta I r_b\}) / y_f K\Delta I_e \qquad \text{(Eq. 3-13)}$$

dove le definizioni sono le stesse che per l'Equazione 3-12.

Dovreste fare qualche calcolo di prova per r_e in diversi punti di funzionamento per il vostro transistore. Misurate tutte e tre le correnti con lo strumento di misura

ad alta sensibilità e la transconduttanza con la configurazione a ponte usata precedentemente in questo esperimento. Il vostro valore di resistenza dato dall'equazione dà l'impressione di essere ragionevole? Scegliete le correnti di collettore nella regione dove il beta in cc sta diminuendo con una corrente di collettore che aumenta, e la tensione di collettore almeno due volte il valore di saturazione. Spiegate:

Nella regione dove gli andamenti di transconduttanza sembrano essere molto lontani, ed il valore è relativamente costante mentre la corrente di collettore è aumentata, potete aspettarvi che la resistenza intrinseca di emettitore sia il fattore limitante. Ora, guardate alcuni data sheet di transistori tipici e vedete quante delle informazioni che avete appena misurato, avrebbero potuto essere trovate su di essi. Quali commenti avete da fare?

L'Equazione 3-13 mostra perchè le curve di transconduttanza si allargano a causa di r_e . Avrete probabilmente trovato che molto di quello che ora sapete circa i transistori non è incluso sui data sheet del dispositivo ed, infatti, molto non è nemmeno menzionato nei libri di testo. Questa trattazione può possibilmente darvi una certa traccia su come procedere per scoprire ciò che avete bisogno di conoscere.

ESPERIMENTO 5

Il Transistore come Amplificatore

Volete imparare quanto più potete circa il comportamento più generale del vostro transistore quando è usato come un dispositivo di amplificazione. Avete notato che sotto condizioni speciali sembra avere un guadagno di corrente e, sotto altre, sembra essere un dispositivo di transconduttanza. È particolarmente importante che voi decidiate qual è la rappresentazione più significativa per il vostro dispositivo, e in quale modo ogni rappresentazione è importante nel vostro uso dei dispositivi. Questa serie di prove è fatta meglio con un amplificatore semplice, uno in cui avete completo controllo della configurazione. Poi, potete fare variazioni e osservare i risultati, paragonandoli con quello che avete già appreso, per vedere come si applicano.

Passo 1

Avrete bisogno della vostra sorgente a bassa impedenza di onda sinusoidale a frequenza audio per questo test. Avete bisogno, anche, di un mezzo per introdurre

una gamma di resistenze variabili ma note, in serie con ognuno dei tre terminali del vostro transistore. Inoltre dovete essere in grado di determinare la corrente in ogni terminale, senza disturbare il funzionamento del dispositivo. Nell'uscita, avrete in realtà bisogno di due resistenze in serie, una rappresentante il circuito di carico, e l'altra che simula l'impedenza interna parassita (chiamata resistenza intrinseca di collettore), entro il vostro dispositivo. Vorrete anche di sostituire diversi transistori differenti dello stesso codice EIA, e di regolare la corrente di collettore di ognuno allo stesso valore. Un circuito che può essere usato per questo scopo è mostrato nella Fig. 3-18.

La vostra sorgente di segnale audio avrà bisogno della speciale uscita ad inseguitore d'emettitore (emitter-follower) trattata nell'introduzione all'Esperimento 3 e nei paragrafi successivi. Potete poi usare una resistenza in serie per simulare una qualsiasi impedenza di sorgente effettiva che potete desiderare o richiedere nel terminale di base oppure in quello di emettitore, come è necessario. Se trovate che l'intensità del segnale di uscita dell'amplificatore è quasi costante per valori moderati in questa resistenza in serie, potete concludere che l'ingresso del dispositivo è probabilmente controllato dalla tensione; d'altra parte, se trovate che non è costante, potete concludere che è controllato dalla corrente. Cosa trovate?

Troverete che finchè la corrente di base in cc è tenuta costante, e finchè il prodotto $(R_s + r_b)\, y_i$ è inferiore all'unità, l'uscita dimostrerà d'essere quasi indipendente dal valore di R_s. Quando il valore di R_s diventa maggiore di quanto è permesso dalla precedente espressione, comunque, il guadagno sarà ridotto. La corrente d'ingresso del segnale, allora, diminuisce sostanzialmente. Finora, tutto ciò che potete dire è che l'ingresso sembra dare un'uscita costante fino a quando la tensione di segnale all'ingresso è costante. Il vostro equipaggiamento di prova vi mostrerà che se mantenete costante la tensione d'ingresso del segnale, l'uscita rimane costante. Ma poi agisce la corrente d'ingresso del segnale! Tutto ciò che avete *dimostrato* è che l'ingresso è dispersivo.

Passo 2

Esaminate la forma d'onda d'uscita dal vostro amplificatore con l'oscilloscopio. Esaminatela anche sia all'uscita dell'oscillatore che all'ingresso del transistore. Avete un buon segnale sinusoidale sia all'ingresso del transistore che all'uscita come l'avete all'uscita dell'oscillatore? Cosa succede quando variate l'ampiezza di

questa uscita sinusoidale dall'oscillatore? Descrivete cosa succede al vostro transistore. (Vedere la Fig. 3-19 per un buon circuito generalizzato di prova).

Quando variavamo la tensione di segnale, si è trovato che la sinusoide era piuttosto buona fino a quando il segnale (picco) era meno di 10 ÷ 15 millivolt applicati alla base del transistore. Quando il livello di segnale aumentava, la forma d'onda alla base degenerava piuttosto rapidamente se avevamo un grosso resistore d'ingresso, e piuttosto malamente all'uscita, se non l'avevamo. Quando la tensione di segnale alla base era disposta a circa 10 millivolt, comunque, la forma d'onda rimaneva esattamente sinusoidale ad entrambe le posizioni. Questo può essere spiegato con l'uso delle Equazioni 10 ed 11, entrambe mostrano che queste importanti ammettenze variano rapidamente con la corrente di base e di collettore. Apparentemente la relativa regolarità di beta è una conseguenza del fatto che questi due parametri variano ragionevolmente bene "in fase". La conduttanza d'ingresso e la trasconduttanza raddoppiano approssimativamente con un raddoppio della corrente di collettore. Ma il rapporto è solo marginalmente abbastanza buono per i nostri scopi. Con un generatore di segnale di tensione, la forma d'onda d'uscita s'appiattisce per i valori ridotti della corrente di collettore; per un generatore di corrente, la tensione di base del segnale si appiattisce per aumenti di corrente di base. Il valore tipicamente basso dalla frequenza di taglio del beta limita il nostro uso della linearizzazione a controllo di corrente a frequenze molto basse.

In breve, ci sono condizioni sotto le quali il dispositivo si comporta come un amplificatore di corrente, e altre condizioni sotto le quali si comporta come un amplificatore di tensione (esattamente un amplificatore di transconduttanza). Potete ottenere in modo preciso una migliore risposta di frequenza operando nel modo di transconduttanza (come vedrete direttamente) ma non avete ancora risposto in modo conclusivo alla domanda su quale tipo di dispositivo avete veramente. Per rispondere a questa domanda, è necessario provare diversi altri dispositivi aventi la stessa designazione di codice EIA per vedere quali parametri sono più consistenti da dispositivo a dispositivo.

Passo 3

Per controllare quali parametri sono più consistenti, sostituite il vostro transistore di prova con un altro avente lo stesso codice EIA, e regolate la resistenza di base controllando la corrente di base in modo tale che il nuovo dispositivo stia assorbendo lo stesso valore di corrente di collettore del primo dispositivo. È la stessa corrente di base? È la stessa la resistenza in serie per il controllo della corrente di base?

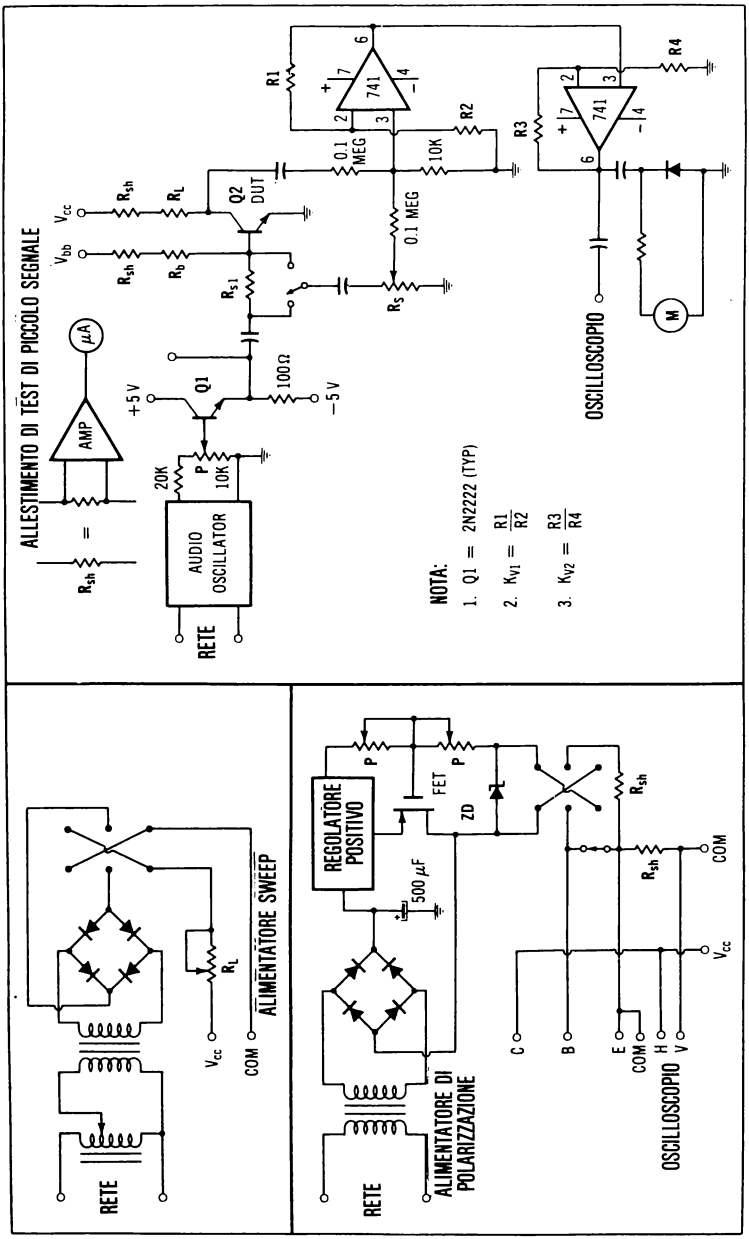


Fig. 3-19. Rete di prova generalizzata del transistore.

Le vostre prove mostreranno che la corrente di base può generalmente essere significativamente differente, e che la resistenza di controllo di polarizzazione sarà anche generalmente differente. Così, troverete che con correnti di collettore uguali e resistenze minime nella linea d'ingresso del segnale, la tensione di uscita per il nuovo dispositivo sarà quasi identica a quella del primo dispositivo. Infatti, fino a quando state operando sotto condizioni d'ingresso di tensione comparativa potete mettere qualsiasi transistore dello stesso tipo nel circuito ed otterrete lo stesso risultato. Dovete solo essere sicuri che le correnti di collettore siano le stesse. Non devono nemmeno avere lo stesso codice EIA.

Troverete sia interessante che costruttivo il ripetere questo esperimento con una varietà di transistori per verificare, voi stessi, che ciò è proprio vero. Ma *non* è vero in realtà, se fate funzionare il vostro dispositivo in un modo ad ingresso di corrente.

Tutto questo significa che se volete ottenere risultati ripetibili con una serie di dispositivi con la stessa designazione di codice EIA, dovete usare il modo di funzionamento di transconduttanza e regolare il circuito in modo tale che, in ogni caso, il dispositivo avrà il livello di corrente di collettore che voi gli avete designato. Questo dovrebbe essere interpretato come indicativo del fatto che il modo di transconduttanza per un transistore bipolare è il più indipendente dal circuito, ossia un modo più affidabile di funzionamento. È interessante notare che potete prevedere questo dalla fisica fondamentale del modello Ebers-Moll per un transistore bipolare (vedere l'Appendice A).

Passo 4

Ora, potete introdurre una resistenza in serie con l'emettitore per il transistore ed esaminare le conseguenze. Matematicamente, una conseguenza di questo è la modifica del termine a denominatore nell'Equazione 3-10 (ed anche dell'Equazione 3-11) ottenendo:

$$y_f = \frac{K\Lambda I_c}{1 + \Lambda (I_b + I_c)(r_e + R_e) + \Lambda I_b r_b} \qquad \text{(Eq. 3-14)}$$

dove si applicano le definizioni standard. Notate che il termine nelle prime parentesi nel denominatore è la corrente di emettitore ed il secondo termine include tutta la resistenza tra il lato di emettitore della giunzione d'ingresso ed il riferimento a massa (o il generatore della corrente di emettitore al punto di derivazione se parte della resistenza di ritorno è derivata). Il termine addizionale finale nel denominatore corregge la perdita della resistenza intrinseca di diffusione di base. (In questa equazione R_s si presume sia zero; se non lo è, il suo valore dovrebbe essere aggiunto ad r_b). Predisponete il vostro circuito in modo d'avere $R_e = 10\ \Omega$ ed $I_c = 10$ mA. Ora riportate graficamente una curva della transconduttan-

za effettiva del circuito per correnti di collettore da 100 microampere a circa 50 milliampere (usate rapporti due a uno per la corrente). Cosa osservate? Spiegate. Riportate la vostra curva nella Fig. 3-20. La transconduttanza globale apparirà

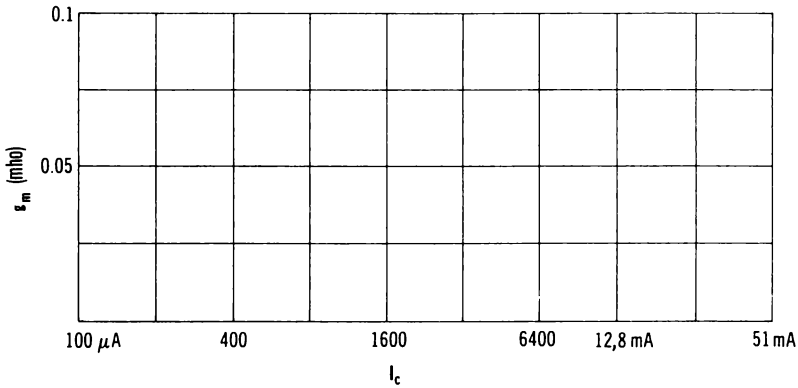


Fig. 3-20. Variazione della transconduttanza effettiva in funzione della corrente di collettore.

essere approssimativamente 0,1 mho fino a che la corrente di collettore del dispositivo è inferiore di 2,5 milliampere. Poi, diminuirà linearmente in modo brusco con la corrente. L'equazione per determinare il punto di "ribaltamento" è:

$$39\ I_e\ R_e = 1 \qquad \text{(Eq. 3-15)}$$

oppure

$$I_e = (39\ R_e)^{-1}$$

Passo 5

A quale valore di R_e vi aspettate che questo nuovo termine introduca un significativo effetto sulla transconduttanza del dispositivo? Per scoprirlo, risolvete l'Equazione 3-15 per R_e. Per valori di resistenza maggiori di quelli permessi da questa equazione per la corrente di emettitore in questione, la transconduttanza del dispositivo a quel livello di corrente sarà largamente controllata dalla resistenza di emettitore. Per la condizione di eguaglianza, la transconduttanza dovrebbe essere metà del valore nominale. Provate a vedere. È così?

A meno che abbiate un transistore con valori elevati dalla resistenza intrinseca di base e di emettitore, i risultati dovrebbero accordarsi.

Passo 6

Ora potete fare misure più estensive della transconduttanza del vostro transistore in funzione della corrente di collettore e della tensione di collettore. Sarà conveniente disporre il circuito in moto tale da poter introdurre la resistenza di emettitore, se desiderate farlo. Uno o più resistori con interruttori ai loro capi serviranno allo scopo. Suggeriamo tensioni di alimentazione di collettore di 2, 4, 6, 8 e possibilmente 10 volt, e resistenze di emettitore da 1, 2, 5, 10 e 20 Ω. Usando i grafici mostrati nella Fig. 3-21, riportate una curva per la transconduttanza in funzione della corrente di collettore per ogni valore di resistenza scelto. Usate un grafico differente per le varie tensioni di alimentazione di collettore. Cosa scoprite

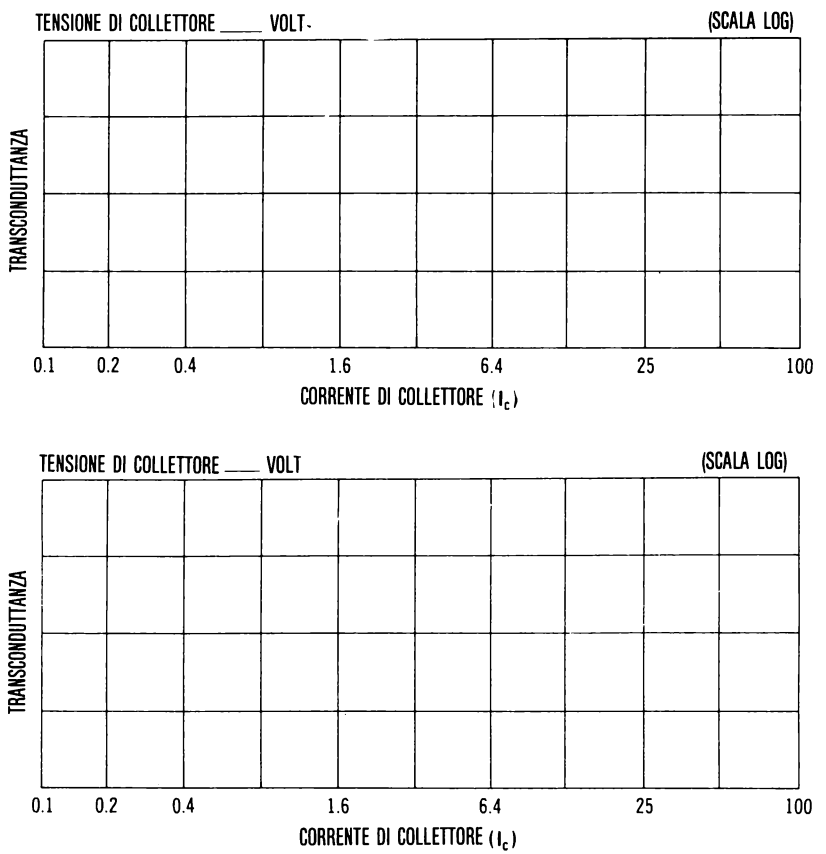
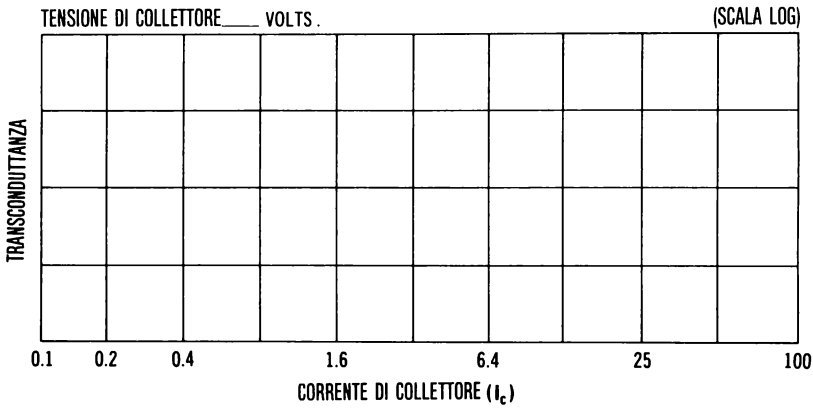
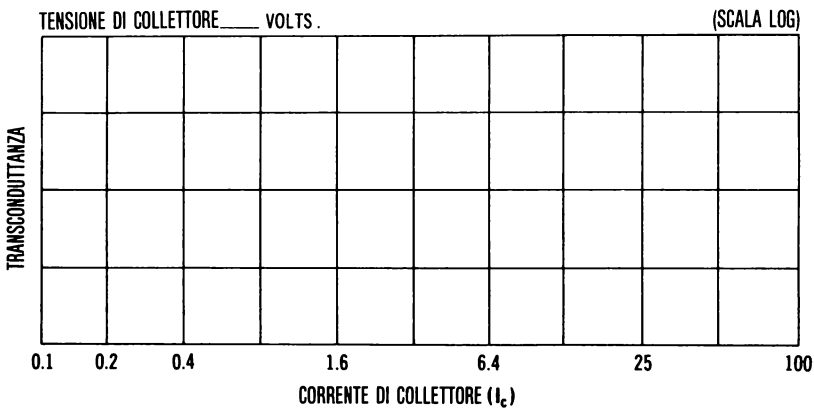


Fig. 3-21. Grafici della transconduttanza in funzione

circa la variazione di transconduttanza in funzione della corrente di collettore, con o senza i resistori di emettitore? Ed in funzione della tensione di collettore? Se trovate un transistore le cui caratteristiche di transconduttanza sono significativamente interessate dal valore della tensione di collettore, segnatelo e mettetelo da parte per ulteriori prove con il caratteristigrafo usato nel Capitolo 4. Anche quando state usando la resistenza di emettitore, vedete quanta tensione d'ingresso del segnale potete applicare prima che avvenga la distorsione all'uscita, e paragonate i risultati quando la resistenza di emettitore è effettivamente zero. Descrivete i risultati.





della corrente di collettore.

Troverete che il valore di transconduttanza comincia ad essere limitato al valore di corrente indicato dall'Equazione 3-15 mentre il valore di resistenza nel ritorno di emettitore è variato. Troverete anche che quando state operando sotto condizioni in cui la resistenza di emettitore ha una influenza trascurabile, la distorsione si instaurerà ad un livello di millivolt di segnale piuttosto costante. Inoltre troverete che, se moltiplicate il livello di segnale d'ingresso, senza resistenza di emettitore, per il valore del denominatore dell'Equazione 3-14, il risultato sarà il livello di segnale approssimativo per la distorsione con il valore corrispondente di resistenza di emettitore. Troverete difficile arrivare ad una conclusione basata su una prova diversa da quella che il transistore è effettivamente, cioè un dispositivo controllato a transconduttanza e, perciò, dovrebbe essere trattato fondamentalmente come un amplificatore di tensione piuttosto che come un dispositivo a guadagno di corrente.

Passo 7

Potete scoprire quale potrebbe essere l'effetto di una resistenza eccessiva nel terminale di collettore di un transistore. Per questo scopo, collegate la piccola resistenza in serie (Fig. 3-22) nel circuito di collettore come se fosse interna al dispositivo ed esaminate di nuovo le caratteristiche di piccolo segnale e statiche del dispositivo. Questa resistenza simulerà la presenza della resistenza intrinseca

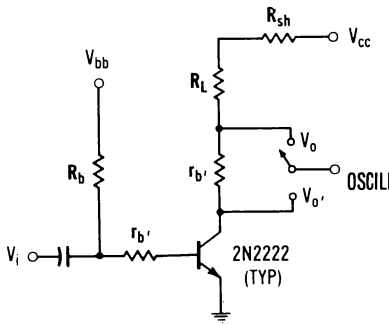


Fig. 3-22. Circuito per verificare la resistenza intrinseca.

Tabella 3-6. Dati di Prova per l'Esperimento 5, Passo 7

I_b				
I_c				
V_c				
$V_{c'}$				

(di diffusione) di collettore. Esaminate le seguenti caratteristiche del circuito revisionato:

1. La forma della linea di saturazione a tensione molto bassa quanto la corrente di collettore è aumentata.
2. Il guadagno di tensione relativo al collettore su entrambi i lati della resistenza intrinseca simulata.

Per questo test, potete eliminare la degenerazione di emettitore. I dati di saturazione possono essere disposti in tabella facendo passare una corrente di base che è più o meno uguale alla corrente di collettore nel transistore e facendo variare la tensione d'alimentazione di collettore. I valori di tensione e di corrente possono essere inseriti nella prima parte della Tabella 3-6, dove il valore "con apice" è sul lato di collettore della resistenza "intrinseca" (di diffusione) ed il valore "senza apice" è sul lato di carico. I dati per i guadagni di tensione nominale nella regione attiva (con la tensione di collettore maggiore della saturazione, e la corrente di base al suo valore normale) sono disposti nella Tabella 3-7 per una tensione d'alimentazione di collettore di circa 3 volt dove, di nuovo, i valori "con apice" sono sul lato del collettore della resistenza intrinseca simulata, ed i valori "senza apice" sono sul lato di carico. Nello schema del circuito (Fig. 3-22) sono consiglia-

Tabella 3-7. Altri Dati di Prova per il Passo 7

I_c				
v_o				
v_o'				
v_i				
K_v				
K_v'				

te una resistenza di carico di 100 Ω ed una resistenza intrinseca simulata di 50 Ω. Descrivete e spiegate quello che avete trovato.

Senza badare alla configurazione di base o di emettitore, il guadagno di tensione è lineare con la resistenza di carico. Infatti, ogni resistenza in serie "parassita", che include una resistenza intrinseca di collettore, aumenterà l'amplificazione totale, sebbene non sia variata l'amplificazione utile ai terminali di uscita. Questa

amplificazione interna sarà il fattore critico per determinare l'effetto della capacità di Miller, e può abbassare la frequenza operativa massima per il circuito.

Passo 8

Applicate nuovamente il vostro segnale sinusoidale all'ingresso del transistore, mantenendo l'ampiezza abbastanza piccola in modo tale che l'uscita sia sinusoidale. Poi, variate la corrente di collettore, variando il valore della resistenza nel terminale di base, stando attenti di mantenere la vostra resistenza nel ritorno di collettore abbastanza piccola così che il transistore non vada in saturazione. (Un buon valore d'inizio è 100 Ω). Mantenete la vostra alimentazione di collettore tra i 2 e i 4 volt. Quando variate la polarizzazione di base, state tracciando l'andamento di carico operativo del vostro transistore come un amplificatore. Questo procedimento è probabilmente il metodo migliore per verificare un progetto di amplificatore di prova. Potete ottenere dati sull'amplificazione di piccolo segnale punto per punto, disporli graficamente e determinare tutte le variazioni possibili prima di scegliere il punto di funzionamento. La cosa importante da ricordare è che *tutti* i parametri che state usando sono stabili, parametri che non variano molto da dispositivo a dispositivo, o entro un dato dispositivo.

Facendo questo test, potete iniziare con una resistenza di carico molto bassa contando sulla linearità per scopi di graduazione, ma vorrete allora sostituire il valore scelto e rifare la prova. Dovete scegliere il valore massimo della corrente di collettore che volete assorbire e regolare la tensione di alimentazione di collettore in modo tale che il dispositivo assorbirà quell'ammontare di corrente appena prima di andare in saturazione. Altrimenti, state consumando potenza e caricando il transistore senza necessità. Per verificare questo, variate la tensione di alimentazione di collettore e registrate i dati ai punti tipici lungo le rispettive linee di carico, tutte per lo stesso valore scelto di resistenza di carico. Comunque, ricordate una cosa prima di acquisire i dati. Il transistore che sta per ricevere il segnale dall'amplificatore che state progettando dovrà assorbire potenza dal vostro amplificatore. Se volete minimizzare questo effetto, dovrete impedire il caricamento di questo amplificatore. Cosa fate adesso?

Supponendo che l'amplificatore che segue debba assorbire 5 milliampere di corrente di collettore, e che sia in grado di funzionare con ogni transistore avente un beta maggiore di 20, la corrente d'ingresso o di base richiesta per questo transistore, è allora di 250 microampere, è ciò corrisponde, tramite l'Equazione 3-11, ad un'ammettenza d'ingresso di circa 0,01 mho, oppure un'impedenza di 100 Ω. Inoltre, l'impedenza di carico per l'amplificatore in questione, non dovrebbe oltrepassare circa 50 Ω. Sorpresi? Molti lo saranno. Per avere un'impedenza

d'ingresso più alta e/o una migliore linearità, dovrete introdurre una resistenza di emettitore per aumentare l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore successivo e migliorare la sua linearità. Cosa avete trovato con il vostro circuito?

Quando avviene la saturazione, il segnale di uscita sarà gravemente distorto sulla parte di corrente alta della forma d'onda. Se il dispositivo lavora vicino al taglio, ci sarà appiattimento all'altra estremità. Se c'è un forte caricamento, la forma d'onda sarà degradata di nuovo e sarà ridotta anche l'amplificazione.

Per verificare tutto questo, possono essere fatte ulteriori misure del guadagno di stadio variando i valori di resistenza di carico e lo stadio può essere accoppiato ad un amplificatore successivo. Il modo più semplice per verificare l'effetto di caricamento è di variare la corrente nello stadio d'uscita e di guardare le variazioni dell'amplificazione che risulta dal caricamento. Per questo dovrete usare due amplificatori accoppiati e variare la corrente di base del secondo. Usate una resistenza di carico da 100 Ω per il primo stadio, e variate la corrente di collettore per il secondo stadio da 100 microampere a 10 milliampere. Nella Tabella 3-8, registrate l'amplificazione di tensione del primo stadio in funzione della corrente di collettore nel secondo stadio. Disponete la corrente di collettore nel primo stadio ad 1 milliampere. Troverete che fino ad un certo valore di I_{c2}, il valore del guadagno di corrente del primo stadio è invariato.

Tabella 3-8. Dati di Prova per l'Esperimento 5, Passo 8

I_{c2}				
K_{v1}				
I_{c2}				
K_{v1}				

Al di sopra di quel valore, è degradato mentre la corrente è aumentata. Questo mostra l'effetto di caricamento di stadio.

Passo 9

Ora avete osservato gli effetti generati dalla presenza di resistenze intrinseche nel transistore e sapete come scoprire la loro presenza. La resistenza intrinseca di base interessa la risposta di frequenza del vostro amplificatore, e riduce anche la transconduttanza effettiva in maniera identificabile. La resistenza intrinseca di emettitore aumenta la tensione d'ingresso che può essere applicata senza incontrare distorsione, ed ha anche un effetto chiaramente riconoscibile sulla transconduttanza. La resistenza intrinseca di collettore si mostra primariamente attraver-

so il suo effetto sulla tensione di saturazione del dispositivo. Non interessa il valore della transconduttanza del dispositivo in funzione della corrente di collettore. Troverete interessante provare alcuni transistori solo per cercare le variazioni che possono suggerire la presenza di questi fenomeni.

Passo 10

È importante determinare se ci sono di solito delle ragioni per applicare le tensioni d'alimentazione di collettore oltre i 2 o 3 volt quando un dispositivo sta funzionando nel modo ad emettitore comune. (La presenza di resistenza nel ritorno di emettitore può influenzare questa decisione). Avete già visto che otterrete distorsioni significative se applicate più di 10 millivolt di segnale d'ingresso. Questo indica normalmente che c'è meno di un volt d'uscita totale a meno che non stiate usando la degenerazione di emettitore. Ripetete le misure di transconduttanza con diverse tensioni di collettore raccomandate nel Passo 6, e con diverse correnti di collettore sempre come raccomandato. Registrate i dati nella Tabella 3-9. Avete difficoltà con le forme d'onda se limitate il guadagno di corrente a 10? a 20? a 50? Quali sono le vostre osservazioni ed interpretazioni?

Tabella 3-9. Dati di Prova per l'Esperimento 5, Passo 10

V_c				
I_c				
K_v				
OK?				
V_c				
I_c				
K_v				
OK?				

Ora inserite una resistenza da 10 Ω sul terminale di emettitore e ripetete l'esperimento precedente. Inserite i dati nella Tabella 3-10.
Scoprirete che il punto di funzionamento per il transistore varierà da vicino alla zona di taglio a vicino alla zona di saturazione in questa prova, così dovrete indicare qual era la tensione d'alimentazione di collettore per ogni serie di dati. Sarà approssimativamente la stessa della tensione del dispositivo quando la corrente di collettore è solo di 100 microampere, in modo tale che potete usare

Tabella 3-10. Altri Dati per il Passo 10.

V_c				
I_c				
K_v				
V_c				
I_c				
K_v				

questo come punto di riferimento. Cosa è successo alle caratteristiche dell'amplificatore con questa disposizione? Spiegate.

Alle correnti di collettore oltre 1 milliampere, avrete notato che l'attesa linearizzazione dell'amplificatore sta iniziando a stabilirsi. È molto dubbio se avete visto qualcosa, possibilmente, diverso dalla saturazione, che potrebbe indicare che è desiderabile un aumento nella tensione d'alimentazione. Ma se stimate la variazione di tensione totale che potete ottenere dallo stadio, troverete che è molto di più di quello che ad ogni modo avreste bisogno per l'amplificatore successivo. In altre parole, apparirebbe che solo in situazioni inusuali avreste bisogno di 2 o 3 volt per il vostro alimentatore di collettore.

Passo 11

Per documentare ulteriormente questo punto, presumiamo che abbiate deciso di usare un'alimentatore di 10 volt. Quali scelte avete? (Dovrete approntare i circuiti e provarli!).

Un approccio comunemente usato è di eseguire il progetto con l'uscita massima. Se scegliete 10 volt e decidete di aver bisogno di 10 milliampere di corrente con 8 volt ai capi dell'impedenza di carico, questo richiederebbe 8/0,01 cioè un'impedenza di carico di 800 Ω. Ora, la resistenza d'ingresso di base per il prossimo transistore è probabile sia di circa 500 Ω, accoppiata con un condensatore. La resistenza di carico effettiva che risulta è di circa 300 Ω, o meno di un terzo del nostro valore scelto.

Tipicamente, sceglieresti il punto di funzionamento statico a circa 5 milliampere, che dà una transconduttanza effettiva di circa 0,2 mho ed un guadagno di tensione nominale di circa 60. Senza il caricamento, sarebbe stato 160. Come risultato, decidete di ridurre la tensione a 5 volt e ridurre la resistenza di carico a 400 Ω. La combinazione è ora di 220 Ω ed a 5 milliampere, il guadagno di tensione sarà di circa 44. Un'ulteriore diminuzione della tensione d'alimentazione a 2 volt conduce ad una resistenza di carico di circa 200 Ω ed una resistenza di combinazione di 140 Ω. Ora, il guadagno di tensione con simili condizioni è di 28, ed il caricamento dell'ingresso successivo non è apprezzabile. In breve, lo stadio amplificatore successivo ha poca influenza sullo stadio su cui state lavorando.

Naturalmente, potete usare ancora la resistenza di 200 Ω nel circuito d'uscita per il vostro resistore ma, allora, se state usando l'alimentatore di 10 volt totale, avete almeno cinque volte la dissipazione di potenza. Starete dissipando circa 90 milliwatt nel vostro transistore quando avete bisogno di dissipare solo circa 10. Cosa avete veramente guadagnato?

Tenere basso il guadagno di tensione, è il solo modo per minimizzare la probabilità di oscillazione o d'instabilità di fase in un circuito. Il guadagno di tensione di 10 per stadio è quasi l'ottimo per questo. Perciò, perchè usare le tensioni più alte se non c'è un problema di circuito speciale che impedisce il suo uso? Registrate qui le vostre esperienze, mentre state svolgendo un test simulato, accoppiando capacitativamente una resistenza di 500 Ω al vostro stadio amplificatore.

Passo 12

A tutto ciò vi è un'altra conseguenza interessante ed importante. Abbiamo spesso bisogno di un generatore di tensione che possa darci una gamma piuttosto ampia di correnti con variazioni estremamente piccole della tensione disponibile al variare della corrente. Tuttavia, potremmo anche non desiderare d'approntare un regolatore speciale. Possiamo usare il nostro transistore come un inseguitore di emettitore (emitter-follower) usando un diodo zener per imporre la tensione di base, ed avremo bisogno di solo un volt, o quasi, oltre l'uscita dello zener per far funzionare il tutto. Possiamo ottenere una variazione di corrente fino a 2000 volte attraverso un transistore con meno di una variazione di 200 millivolt nella tensione di uscita. Tuttavia, allo stesso tempo, la tensione totale ai capi del transistore è meno di 2 volt. La dissipazione è molto inferiore che in un regolatore.

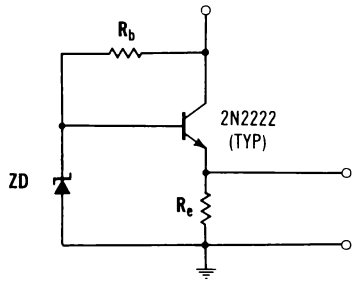


Fig. 3-23. Un regolatore di tensione a transistore e diodo zener.

Tabella 3-11. Tabella dei Dati per l'Esperimento 5, Passo 12

I_L				
ΔV_{be}				
V_L				
I_L				
ΔV_{be}				
V_L				

Ora, installate il transistore nel circuito mostrato nella Fig. 3-23. Noterete che avete una resistenza variabile in serie con l'emettitore a massa o punto di riferimento (linea del negativo). Osserverete come varia la tensione dalla base all'emettitore su questo transistore quando variate la resistenza nel ritorno di emettitore. Un diodo zener a 5 o 6 volt andrà bene per stabilizzare la base come indicato nel circuito. Potete usare un vom ordinario per misurare la tensione ai capi del carico, e un dvm (oppure un voltmetro differenziale ad alta sensibilità) dalla base

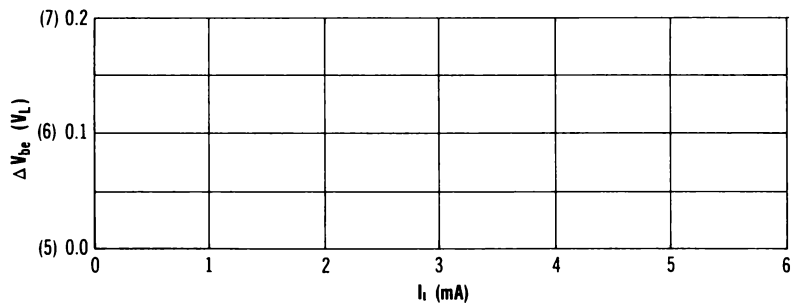


Fig. 3-24. Grafico di ΔV_{be} e V_L in funzione di I_L.

all'emettitore. Registrate i dati nella Tabella 3-11 e completate il grafico nella Fig. 3-24.
Abbiamo trovato che la tensione dall'emettitore al ritorno rimaneva quasi costante (una variazione molto inferiore a 100 millivolt), e che la maggior parte di quella variazione appariva ai capi del transistore dalla base all'emettitore. La stessa tensione di base era quasi invariata, con la piccola variazione che risultava dalla variazione molto piccola nella corrente nello stesso diodo zener. A causa del livello di corrente nel circuito di base, ci potrebbe essere qualche perdita dovuta alla resistenza intrinseca di base.

ESPERIMENTO 6

La Risposta in Frequenza di un Amplificatore a Transistore

Si vuole approfondire la risposta in frequenza di un amplificatore a transistore semplice in funzione del suo modo di funzionamento. Per questo esperimento, avete bisogno di variare la frequenza del segnale di prova che è applicato all'ingresso del dispositivo mentre usate alcuni dei modi di funzionamento tipici che avete provato nell'Esperimento 5. Osserverete come varia il guadagno di tensione totale in funzione della frequenza. Determinerete anche come varia il guadagno di corrente in funzione della frequenza in modo che possiate usare questi dati per aiutarvi a decidere come usare il vostro transistore più vantaggiosamente. Durante questo esperimento, potete ignorare le resistenze intrinseche.

Passo 1

Come notato precedentemente, il guadagno di corrente è misurato applicando una tensione di segnale alla base del transistore attraverso un valore noto di resistenza in serie. Da questo si determina la corrente d'ingresso del segnale facendo il rapporto tra la tensione di sorgente e la resistenza in serie. Potete supporre di trascurare ogni induttanza in serie che può essere nel resistore, e anche la sua capacità di shunt. Dovrete comunque mantenere traccia della capacità d'ingresso dell'oscilloscopio. Per scopi pratici, questi parametri (diversi dalla capacità dell'oscilloscopio) sono relativamente non importanti eccetto che a frequenze molto alte. Di nuovo, trascurando le capacità, l'equazione del beta del transistore e l'Equazione 3-5, oppure:

$$\beta = \frac{R_s v_o}{R_L v_s}$$

Per misurare la risposta in frequenza del vostro amplificatore, variate la frequenza della sinusoide di sorgente, mantenendo costante la sua ampiezza, e misurate la tensione d'ingresso del segnale e tensione d'uscita del segnale. Le frequenze di prova dovrebbero essere raddoppiate rispettivamente ogni volta che fate una nuova misurazione. (Se preferite, possono essere più vicine - ogni frequenza è

allora 1,4 volte la frequenza precedente, oppure approssimativamente $(2)^{1}/_{2}$ volte). Quando aumentate la frequenza, raggiungerete un punto al quale il rapporto dato dall'Equazione 3-5 inizia a diminuire. Quando ha raggiunto il 70% del valore stazionario, avete raggiunto la cosiddetta *frequenza di taglio del beta*. Questa è spesso indicata con il simbolo f_β. Un poco sopra questo punto, il valore di beta dato dall'equazione sarà ridotto alla metà del suo valore per ogni raddoppio della frequenza.

Troverete questa frequenza bassa in modo deludente. Per i transistori per frequenza audio può essere alcune migliaia di Hertz, ed è generalmente inferiore di un megahertz anche con dispositivi di commutazione o d'alta frequenza.

È infatti, più o meno uguale al valore:

$$f_\beta = \frac{f_{max}}{\beta} \qquad \text{(Eq. 3-16)}$$

dove f_{max} è la frequenza alla quale il guadagno disponibile di potenza massima dal vostro dispositivo è diminuito all'unità. Questa frequenza è generalmente entro un fattore di due o tre della frequenza di taglio dell'alfa. La frequenza di taglio dell'alfa è la frequenza alla quale l'alfa per il transistore diminuisce a circa il 70% del suo valore di bassa frequenza. È subito evidente da questo che la frequenza operativa massima per un transistore deve eccedere diverse centinaia di megahertz se la frequenza di taglio del beta supera significativamente 1 MHz.

Ora misurate le tensioni del vostro transistore 2N2222 in funzione della frequenza nel modo a guadagno di corrente, e registrate i dati nella Tabella 3-12. Poi, riportate graficamente una curva del beta in funzione della frequenza. (Usate la Fig. 3-25 per questo scopo). Commentate quello che avete imparato.

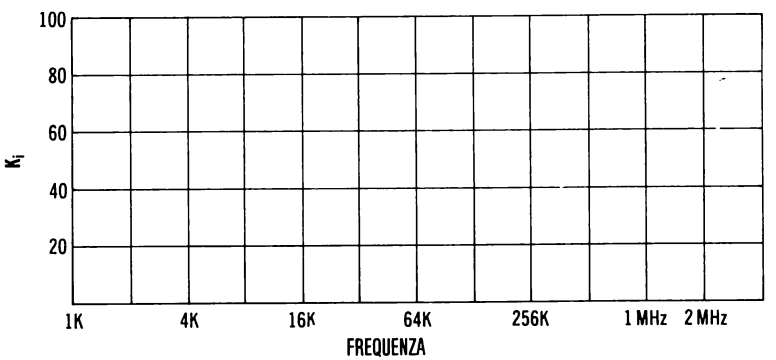


Fig. 3-25. Grafico del beta in funzione della frequenza.

Tabella 3-12. Tabella dei Dati per l'Esperimento 6, Passo 1

f				
v_o				
v_s				
k_l				

$R_s =$ _____, $R_L =$ _____.

La frequenza di taglio approssimata del beta del mio transistore è __ MHz. Le mie osservazioni su questo esperimento sono:

Potete capire che il 2N2222 è più che un transistore audio, poichè il suo minimo f_{max} è oltre i 200 MHz. A meno che il vostro oscilloscopio sia molto buono, e il vostro oscillatore non arrivi a circa 10 MHz, non otterrete molto più di un "rolloff" (immagine non stabile e definita). Se questo è il caso, ripetete l'esperimento con un transistore audio e troverete che la pendenza è chiaramente evidente in essa. In più, la pratica addizionale sarà sia interessante che divertente.

Passo 2

Chiaramente, il modo di funzionamento a guadagno di corrente, almeno nella configurazione ad emettitore comune, non è molto soddisfacente nel funzionamento alle alte frequenze. Questo consente due importanti alternative, la prima che si rivolge al modo di funzionamento di tensione oppure al funzionamento in base comune, usando lo stadio come un dispositivo a controllo di corrente. È opportuno provare entrambi i modi di funzionamento. In questa fase, potete fare la prova nel modo di funzionamento guadagno di tensione.

Nel modo a guadagno di tensione, potete fornire una certa corrente di carica per la capacità d'ingresso del dispositivo sotto prova. È vero che la corrente di carica dalla sorgente di segnale deve passare attraverso la resistenza intrinseca di base del dispositivo, ma l'impedimento al flusso della corrente di carica attraverso essa è molto inferiore di quella del modo di funzionamento a controllo di corrente. Un'analisi del circuito vi mostrerà che per il miglior funzionamento la sorgente dovrebbe essere induttiva. In questo caso il funzionamento a guadagno di tensione è limitato solo dall'effetto della resistenza intrinseca di base, la quale abbasserà il fattore di qualità effettiva, cioè il Q del circuito accordato. Con frequenza abbastanza alta affinchè la resistenza intrinseca di base possa interessare il Q del circuito, la conduttanza d'ingresso del transistore, che è in parallelo con la sua capacità, può generalmente essere trascurata.

Fortunatamente, troverete che con i migliori transistori ad alta frequenza, e spesso con transistori di commutazione, il valore r_b, è piccolo abbastanza perchè il circuito operi ad una frequenza molto più alta in questo modo di funzionamento rispetto al modo a guadagno di corrente. Questo perchè il prodotto di r_b e g_i è normalmente molto inferiore dell'unità e può essere meno di 0,1. È vitale in ognuno di questi circuiti minimizzare i limiti imposti al cammino del flusso di corrente di carica, come una resistenza limitante obbliga il circuito a diventare un amplificatore di corrente.

Potete assicurarvi che il vostro circuito è controllato in tensione fornendo il vostro segnale di ingresso da una sorgente che abbia un'impedenza abbastanza bassa che possa fornire la corrente di carica richiesta. In aggiunta all'impedenza bassa, comunque, l'immagazzinamento d'energia nel circuito di sorgente può fornire l'energia di circolazione che è tipicamente richiesta. In breve, un circuito accordato a bassa impedenza può essere ottimo. Tipicamente, questo circuito accordato si trova nel circuito di collettore dello stadio amplificatore precedente. Di nuovo, vi troverete diretti verso l'uso di circuiti accordati d'uscita a basso guadagno di tensione ed a impedenza bassa per gli amplificatori a transistore.

Come avete trovato in un precedente esperimento, potete fare le misure di guadagno di tensione con lo stesso circuito che avete usato per le misure di guadagno di corrente. Comunque, in questo caso, è necessario misurare la tensione di ingresso alla base del transistore. La resistenza in serie nel terminale di sorgente può essere eliminata. L'equazione del guadagno di tensione prende ora la forma:

$$K_v = -\frac{v_o}{v_i} \qquad \text{(Eq. 3-17)}$$

$$= -\frac{i_c R_L}{v_i}$$

dove,

i_c, v_o e v_i sono misure delle tensioni e correnti di segnale,

R_L è l'impedenza del carico d'uscita.

Il segno meno, come sempre, è introdotto dalla proprietà d'inversione che osservate in questo dispositivo, una proprietà che userete estesamente negli invertitori e negli altri circuiti IC. Questa proprietà d'inversione è essenziale nello sviluppo degli invertitori digitali, e nei circuiti NAND, NOR, OR-ESCLUSIVO, NOR-ESCLUSIVO e dispositivi usati nell'elettronica digitale sia che si tratti di circuiti logici RTL, DTL, I^2L e TTL, che circuiti integrati P-MOS, N-MOS, oppure C-MOS. È infatti l'elemento comune a tutti i circuiti elettronici digitali.

Passo 3

Ora, misurerete il guadagno di tensione per il vostro transistore in funzione della frequenza, osservando la tensione d'ingresso alla base e la tensione d'uscita al collettore quando variate la frequenza.

Ora state misurando il guadagno di tensione cosicchè il rapporto della tensione d'uscita, rispetto alla tensione del segnale di base rimarrà relativamente costante ad una frequenza significativamente al di sopra della frequenza di taglio del beta. Comunque se avete una resistenza significativa nel terminale di base, *sia* le tensioni di base che di collettore inizieranno a diminuire circa alla frequenza di taglio del beta, con il rapporto delle due relativamente costante. Se volete potete aumentare la tensione del generatore quando inizia questa diminuzione. Ma non aumentatela abbastanza da provocare una distorsione nel dispositivo. Ricordate anche che la presenza della capacità dell'oscilloscopio sulla base può interessare la risposta di frequenza, perciò usate una sonda per mantenerla ad un minimo. Se non avete una sonda · 10, può essere invece usato un divisore resistivo. Collegate due resistori da 10.000 Ω in serie e collegateli direttamente ai capi dell'ingresso del segnale del condensatore accoppiato. (In quel modo non interesseranno l'equilibrio cc) Poi, collegate l'oscilloscopio nel punto intermedio.

Se state usando un transistore ad alta frequenza come il 2N2222, potete trovare che la degradazione del guadagno non inizia fino a che lo stesso oscilloscopio ha raggiunto il suo limite operativo. Se quello è il caso, sostituite di nuovo un transistore audio npn al silicio.

Nel fare questa prova dovete stare attenti ad un'altra cosa. Non usate una resistenza di carico di uscita così grande da darvi un guadagno di stadio di più di 2 circa, oppure, dovrete preoccuparvi della capacità Miller. Questo sarà trattato più dettagliatamente nel prossimo capitolo. Registrate i dati nella Tabella 3-13. Sulla base di questi dati, la mia frequenza a 3 dB è approssimativamente _____ MHz. Le mie ulteriori considerazioni su questo esperimento sono:

ESPERIMENTO 7

Prove per Differenze Statistiche

I transistori npn al silicio dello stesso codice EIA, e se siete così propensi, quelli dei codici EIA differenti, dovrebbero essere sottoposti ad una serie di prove per trovare quali parametri saranno gli stessi per i vostri dispositivi, e dove ci sono differenze significative da dispositivo a dispositivo. Solo in questo modo potete imparare in cosa potete fidarvi e in cosa non potete applicando questi dispositivi.

Tabella 3-13. Tabella dei Dati per l'Esperimento 6, Passo 3

f				
v_i				
v_o				
K_v				
f				
v_i				
v_o				
K_v				

È particolarmente interessante variare la tensione d'alimentazione di collettore ed osservare se le proprietà d'amplificazione sono cambiate. Naturalmente noterete che la dissipazione di potenza cambierà al cambiare della tensione d'alimentazione. È anche importante osservare l'intensità della tensione d'ingresso del segnale che potete applicare alla base del transistore prima che notiate una degradazione misurabile della forma d'onda. Troverete anche utile variare la frequenza fino al punto in cui insorge il rolloff ai vari punti di prova.

È conveniente includere sia il beta in cc che di piccolo segnale, la transconduttanza di piccolo segnale, e le tensioni di base e di collettore così come la frequenza approssimativa di rolloff in modo da poter dire come stanno rispondendo le cose. Registrate i dati nella Tabella 3-14. La frequenza di taglio del beta è di _____ MHz e la frequenza di rolloff del guadagno è di _____ MHz.

Sapete che la frequenza di taglio del beta è approssimativamente ($1/\beta$) volte la frequenza operativa massima. Se la frequenza massima fosse 100 KHz sceglieresti un circuito a guadagno di corrente oppure uno a guadagno di tensione per l'uso con il transistore? Perchè?

Le nostre prove hanno mostrato che il parametro più stabile per tutti questi dispositivi è la transconduttanza in funzione della corrente di collettore. Poi abbiamo trovato che alla frequenza di rolloff il guadagno di tensione era molto più consistente del guadagno di corrente.

Tabella 3-14. Tabella dei Dati per l'Esperimento 7

V_c				
ΔV_b				
I_c				
I_b				
v_o				
v_s				
v_i				
R_s				
β				
g_m				
$f\beta$				
f_v				
V_c				
ΔV_b				
I_c				
I_b				
v_o				
v_s				
v_i				
R_s				
β				
f_v				

ESPERIMENTO 8

L'Uso della Degenerazione di Emettitore

Avete già osservato l'effetto della resistenza intrinseca di emettitore nel limitare il valore della transconduttanza che può essere ottenuto con un transistore. Naturalmente questo conduce a considerare cosa si può fare per migliorare il funzionamento del circuito introducendo deliberatamente la resistenza nel termi-

nale di ritorno di emettitore. In questo esperimento, vi impraticherete maggiormente sull'uso di tale resistenza nel funzionamento di un amplificatore.
Forse potete anche imparare da questo qualcosa unendo coppie di transistori per ottenere potenza con un minimo di distorsione (una combinazione in controfase oppure a push-pull, per esempio, usa due dispositivi pilotati con segnali di opposta polarità. Quando un dispositivo conduce, l'altro può non condurre. Se i dispositivi sono accoppiati in modo giusto, la potenza d'alimentazione d'ingresso richiesta può essere ridotta, e risulta un amplificatore sostanzialmente più lineare ed efficiente).

Innanzitutto è desiderabile esaminare come funziona un transistore singolo con o senza questa resistenza (Fig. 3-26). Dal momento che una raffigurazione d'amplificazione di tensione di piccolo segnale in funzione della polarizzazione statica è un modo molto sensibile per indicare come sta funzionando un tale amplificatore, potete riportare graficamente l'amplificazione di piccolo segnale del vostro amplificatore in funzione della tensione e della corrente di polarizzazione con entrambi i modi di funzionamento.

Il guadagno di tensione dell'amplificatore a transistore semplice è dato approssimativamente dall'equazione:

$$K_v = -y_f R_L = -\Lambda I_c R_L = -(q/kT) I_c R_L \qquad \text{(Eq. 3-18)}$$

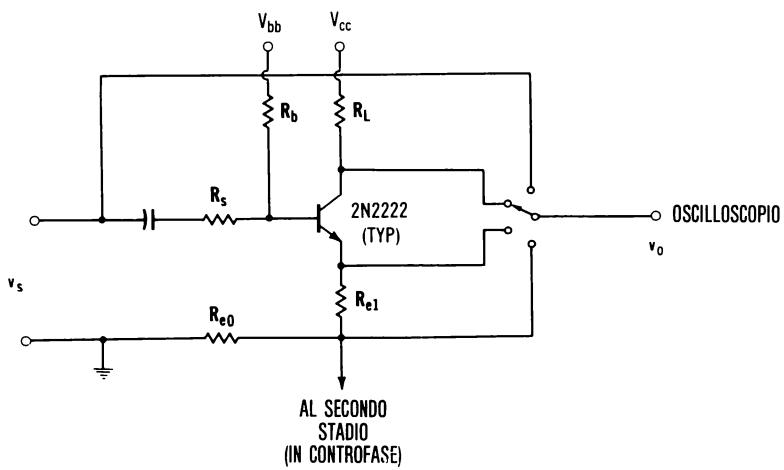


Fig. 3-26. Un amplificatore a degenerazione di emettitore.

L'equazione, includendo la degenerazione di emettitore, per le condizioni di bassa

iniezione, è:

$$K = \frac{-\Lambda I_c R_L}{1 + \Lambda I_b r_b + \Lambda (I_b + I_c) R_e} \qquad \text{(Eq. 3-19)}$$

dove ΛI_c, come prima, è il valore effettivo di transconduttanza e l'ultimo termine nel denominatore esprime l'effetto della "degenerazione di emettitore".

Passo 1

Supponendo che R_e abbia una resistenza di 5 Ω, riportate le curve per entrambe le condizioni di funzionamento (entrambe con e senza i 5 Ω). Per questo test, usate 200 Ω come resistenza di carico ed $I_c = 10$ mA come punto di partenza. Calcolate il guadagno di tensione nell'Equazione 3-19 con $R_e = 0$, ed ancora con R_e che eguaglia il valore specificato. Raddoppiate ripetutamente la vostra corrente e fate lo stesso calcolo. Poi, dimezzate la corrente fino ad almeno 100 microampere e fatelo di nuovo. Poi, approntate il circuito e, usando il transistore 2N2222, misurate i valori corrispondenti dell'amplificazione di tensione. Registrate i calcoli e le misure nella Tabella 3-15. Poi riportate graficamente il guadagno di tensione in funzione della corrente di collettore per ogni caso. Usate la Fig. 3-27 per i vostri grafici. Cosa avete imparato da questo?

Tabella 3-15. Dati per l'Esperimento 8, Passo 1

Dati Calcolati				
I_c				
β Assumete questo come 50				
K_{v0}				
K_{v5}				
Dati Misurati				
I_c				
K_{v0}				
K_{v5}				

Quasi certamente trovate che le curve previste e misurate sono quasi simili, tanto vicine quanto avreste potuto aspettarvi in base al fatto che avete probabilmente trascurato la resistenza intrinseca di base, assumendola di valore zero. (Se avete

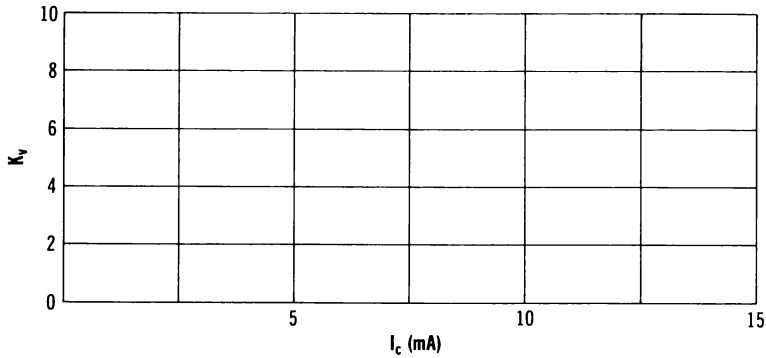


Fig. 3-27. Grafico per l'Esperimento 8.

usato il valore approssimativo, i risultati sarebbero più vicini). Il caso degenerativo proverebbe d'essere più vicino del non degenerativo.

Passo 2

Ripetete le misure salvo che questa volta, misurate la tensione di segnale ai capi della resistenza d'emettitore. Mentre lo fate, trovate quanto potete aumentare la tensione d'ingresso del segnale in assenza di distorsione ai capi della resistenza di carico. Quanta tensione di rete avete avuto dalla base all'emettitore quando ha incominciato ad essere presente la distorsione?

Tabella 3-16. Dati per l'Esperimento 8, Passo 2

I_c				
K_{ve}				
v_{bm}				
v_{em}				
Δv				

Registrate i valori nella Tabella 3-16, dove il pedice "bm" è usato per il segnale massimo alla base a distorsione appena rivelabile, ed il pedice "em" lo stesso valore per l'emettitore. Δ v è la differenza di questi due valori, e dovrebbero essere piuttosto costante e inferiore a 10 ÷ 15 millivolt. Spiegate quello che avete trovato.

Quando la corrente di collettore è aumentata, la tensione di segnale che può essere sviluppata ai capi della resistenza di emettitore dovrebbe aumentare e, come

notato precedentemente la differenza tra la tensione di segnale di base e la tensione di segnale di emettitore rimarrà quasi costante. A piccoli valori di corrente di collettore, dove il valore del termine di correzione è piccolo, l'effetto della resistenza di emettitore è trascurabile. A quale corrente ha luogo questa variazione?

Passo 3

Successivamente, dovrete trovare cosa è successo all'ammettenza d'ingresso dell'amplificatore come risultato dei 5 Ω introdotti nel circuito d'emettitore. Per fare questo, potete far funzionare l'amplificatore con una resistenza, in serie con il percorso del segnale nella base, e misurare la tensione di segnale ai capi d'ogni estremità di essa. Ricordate che possiamo far funzionare il nostro amplificatore come un amplificatore di tensione anche quando è configurato come amplificatore di corrente misurando semplicemente la tensione d'ingresso alla base ed ignorando la tensione ai capi della resistenza in serie. Poi, possiamo leggere il segnale d'ingresso totale all'estremità di ingresso del resistore in serie. La corrente di segnale si ricava prendendo la differenza delle due tensioni e dividendola per la resistenza in serie. La resistenza di ingresso per il transistore è il quoziente della tensione alla base e della corrente di segnale. Registrate i dati nella Tabella 3-17. Cosa succede all'ammettenza d'ingresso a diversi punti tipici?

Tabella 3-17. Dati per l'Esperimento 8, Passo 3

v_s				
v_i				
R_s				
I_c				
i_b				
r_b				
y_i				

Il valore effettivo dell'ammettenza d'ingresso y_i è il reciproco del valore di r_b. Troviamo che l'ammettenza d'ingresso può essere calcolata dall'equazione:

$$Y_i = \frac{y_i}{1 + (y_i + y_f)\, R_e} \qquad \text{(Eq. 3-20)}$$

$$= \frac{\Lambda\, I_b}{1 + \Lambda\, (I_b + I_c)\, R_e}$$

dove abbiamo intenzionalmente trascurato l'effetto della resistenza intrinseca di base.

Se esaminate la curva per il guadagno di tensione in funzione della corrente di collettore, vedrete che cresce rapidamente fino a circa 5 mA di corrente di collettore, e quindi si livella velocemente. Per valori più grandi di corrente, rimane piuttosto costante. Questa è esattamente la condizione necessaria per adattare due dispositivi in una configurazione in controfase o push-pull. Potete invertire l'asse della corrente di collettore portandolo graficamente di nuovo sull'asse orizzontale negativo e, poi, combinare le due curve tramite addizione in un modo da avere la più piccola irregolarità nella regione di transizione. Se disponete ogni transistore in modo tale che il punto di lavoro statico sia in questa polarizzazione, avrete una combinazione che mostra la distorsione totale minima (Fig. 3-28). Per ulteriori informazioni su questa materia, l'autore suggerisce altri due suoi libri [1,2].

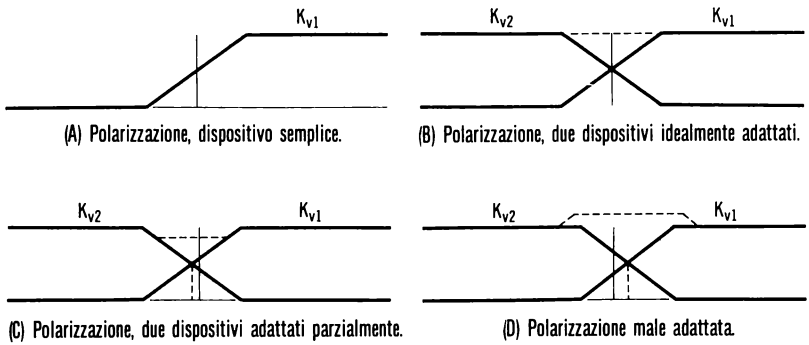


Fig. 3-28. Grafico campione mostrante gli adattamenti per K_v.

COSA AVETE IMPARATO?

Cosa significa tutto questo? Per prima cosa, significa che sia i diodi che i transistori sono estremamente non lineari. Un'onda sinusoidale applicata, superiore a 5 ÷ 10 millivolt di ampiezza, picco a picco, sarà visibilmente distorta su un

1. Pullen, K.A., *Conductance Design of Active Circuits* (Rochelle Park: Hayden Book Co, Inc.).
2. Pullen, K.A., *Handbook of Transistor Circuit Design,* (Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc.)

oscilloscopio a meno che non siano stati compiuti alcuni passi per compensare questo, usando un controllo di corrente oppure usando un sistema in retroazione a resistenza di emettitore o degenerazione. L'uso del controllo di corrente vi lascia soggetti alle variazioni inerenti nel guadagno di corrente da dispositivo a dispositivo, e ciò significa che non potete predire in modo attendibile quale sarà il guadagno globale del vostro circuito. L'uso della retroazione di emettitore, d'altra parte, linearizzerà lo stadio e allo stesso tempo, stabilizzerà il guadagno di tensione, in modo che sarete in grado di sapere cosa sta per fare il vostro circuito.

La seconda importante lezione che avreste dovuto imparare è che potete dire a priori quale sarà il guadagno di tensione diretta di un amplificatore a transistore se conoscete la corrente di collettore ed i valori delle resistenze di collettore e di emettitore. Se avrete bisogno di un amplificatore lineare, potete includere una resistenza di emettitore scelta in modo giusto; se volete un amplificatore non lineare, lasciate fuori la resistenza di emettitore. Sapete che potete predire la variazione di tensione di base che richiederete (per essere sicuri che il circuito sarà relativamente lineare senza una resistenza d'emettitore) e potete anche dire quanto è grande il segnale che dovete applicare per ottenere una desiderata intensità di variazione nell'amplificazione della tensione d'ingresso da picco positivo a negativo.

La terza importante lezione che sempre avreste dovuto imparare è come determinare se un amplificatore provocherà la distorsione o no dello stadio precedente e come disporre la linea di confine che stabilisce i limiti. Potete anche stabilire il valore minimo del guadagno di corrente che dovete avere in un transistore per essere sicuri che non caricherà pesantemente un amplificatore precedente. Avreste dovuto trovare che il livello di corrente nei dispositivi attivi controlla questo caricamento non lineare con il livello di impedenza d'uscita nell'interstadio tra i due transistori.

Avreste anche dovuto imparare qualcosa sul come la risposta in frequenza di un amplificatore a transistore varia con il modo con cui è impiegato. Avreste dovuto trovare che il modo a guadagno di corrente o beta è il peggiore che potete scegliere dal punto di vista della risposta di frequenza, e che il modo a guadagno di tensione è sostanzialmente migliore. Avrete scoperto che la configurazione a base comune offre alcuni vantaggi in applicazioni specializzate per questo scopo.

Il prossimo capitolo vi aiuterà ad allargare la comprensione di queste relazioni osservando come si comportano sotto condizioni simili i transistori al silicio pnp e i transistori al germanio npn e pnp. Allo stesso tempo, sarà opportuno progettare e provare alcuni amplificatori semplici e misurare più dettagliatamente le caratteristiche e le proprietà. Troverete che se fate correzioni per la resistenza intrinseca di base, gli esperimenti ed i calcoli concorderanno abbastanza bene. Inoltre, progetterete e proverete una varietà di amplificatori tipici usando questi dispositivi ed imparerete di più circa i parametri critici dai quali dovete dipendere per progetti affidabili.

CAPITOLO 4

CONFRONTI DI TRANSISTORI BIPOLARI DIVERSI E LORO APPLICAZIONI

Lo scopo principale di questo capitolo è di valutare come sono duplicate le caratteristiche che avete osservato per il vostro transistore al silicio npn di piccolo segnale, in una varietà di altri transistori. Questo includerà i transistori al silicio pnp ed entrambi i tipi dei transistori bipolari al germanio. Il capitolo tratterà anche come essi si comportano nei circuiti tipici. Dedicate una particolare attenzione a quelle proprietà che appaiono comuni a tutti questi dispositivi, sia che si tratti di transistori di potenza o di piccolo segnale. Questo è estremamente importante perchè non c'è altro modo per determinare con certezza quali fattori possono essere usati come parametri affidabili. Questi parametri devono essere usati quando si fanno circuiti pratici. Per la stessa ragione, avrete una conoscenza di quali fattori sono i più importanti quando tentate di spiegare il comportamento di un circuito che sta usando un transistore.

OBIETTIVI

Dopo aver studiato questo capitolo e compiuto gli esperimenti capirete maggiormente le caratteristiche non lineari del transistore al silicio pnp e di entrambi i tipi di transistori al germanio. Avrete acquisito una migliore comprensione dei seguenti argomenti durante lo studio e le misure.

1. Le caratteristiche statiche di tre tipi diversi di transistori.
2. Le differenze e le similitudini dei vari tipi.
3. Le caratteristiche di piccolo segnale dei dispositivi.
4. La fisica d'alta iniezione dei dispositivi.
5. Le caratteristiche di rumore dei dispositivi.
6. I parametri parassiti dei transistori bipolari.
7. Le resistenze intrinseche di dispositivo.
8. I transistori bipolari.
9. Le coppie Darlington.
10. L'effetto Miller.
11. Il transistore amplificatore come un circuito a retroazione.
12. Come regolare la tensione d'alimentazione del collettore.

13. Come progettare amplificatori audio.
14. Come progettare amplificatori accoppiati a trasformatori.
15. Come progettare amplificatori accordati ad alta frequenza.
16. Come progettare amplificatori di potenza.
17. La linearizzazione di amplificatori.
18. Come progettare oscillatori.
19. Le caratteristiche degli amplificatori in classe C.

Troverete che tutti questi concetti sono importanti sviluppando una migliore comprensione dei dispositivi e come usarli.

DEFINIZIONI

Sarà utile una comprensione delle seguenti definizioni. Sono ripetute alcune delle più importanti dell'ultimo capitolo.

Transistore pnp (pnp Transistor) — È un dispositivo semiconduttore a tre strati e tre terminali che contiene due giunzioni pn in opposizione, con uno strato di tipo n ricco di elettroni tra le due giunzioni. Lo strato di tipo n è estremamente sottile.

Transistore npn (npn Transistor) — È un dispositivo semiconduttore a tre strati e tre terminali che contiene due giunzioni pn in opposizione, con uno strato di tipo p carente d'elettroni tra le due giunzioni. Lo strato tipo p è estremamente sottile.

Drogaggio (doping) — Il processo d'introdurre in un semiconduttore intrinseco, o neutro, di un materiale che genera un arricchimento di elettroni in eccesso oppure un impoverimento di elettroni. Questo processo è vitale nella costruzione di ogni chip elettronico a semiconduttore.

Elettrone (electron) — La più piccola particella portatrice di carica negativa.

Lacuna, buco, vacanza (hole, vacancy) — Il "portatore positivo" fondamentale che è il complemento o il duale di un elettrone. Agisce come portatore di carica nei materiali di tipo p. Rappresenta veramente un elettrone mancante con un buco o vacanza in luogo dell'elettrone. Si "muove" tendendo a combinarsi con un elettrone limitrofo, lasciando così una nuova lacuna in una qualche posizione vicina.

Transistore al silicio (silicon transistor) — È un transistore le cui regioni attive sono composte di silicio cristallino della purezza richiesta e con la dovuta perfezione della struttura cristallina. Il materiale è stato drogato per creare le necessarie giunzioni ed altre superfici di giunzione.

Transistore al germanio (germanium transistor) — È un transistore le cui regioni attive sono composte di germanio cristallino della purezza richiesta e con la dovuta perfezione della struttura cristallina. Il materiale è stato drogato per creare le necessarie giunzioni ed altre superfici di giunzione.

Transistore eterogiunzione (heterojunction transistor) — È un transistore ottenuto cristallizzando due materiali semiconduttori diversi, compatibili in modo tale da creare la coppia richiesta di giunzioni.

Transistori all'arseniuro di gallio (gallium arsenide transistor) — È un transistore le cui regioni attive sono composte di arseniuro di gallio monocristallino della richiesta perfezione e purezza. Il gallio è un elemento trivalente e l'arsenico è un elemento pentavalente. Quando sono correttamente mescolati e lavorati, possono formare un materiale semiconduttore di alta qualità. Le sue regioni attive sono state drogate per creare le giunzioni o superfici necessarie con i droganti aventi, in questo caso, valenza due oppure sei. I transistori bipolari all'arseniuro di gallio si sono dimostrati difficili da fabbricare, come pure i transistori ad effetto di campo.

Semiconduttori a lega binaria (binary alloy semiconductors) — Questi materiali semiconduttori sono formati da composti monocristallini o da elementi trivalenti e pentavalenti oppure da elementi a

valenza due e sei. Fino a quando la struttura cristallina dei rispettivi atomi è compatibile, i materiali semiconduttori possono essere fatti in questo modo.

Semiconduttori a lega ternaria (ternary alloy semiconductors) — Questi materiali semiconduttori sono formati da composti monocristallini delle combinazioni di elementi a valenza tre e cinque oppure da elementi a valenza due o sei. Uno di questi materiali che comprende il composto consiste di un elemento singolo di quella valenza, mentre l'altro è una combinazione di due elementi di valenza necessaria per adattarsi.

Semiconduttori composti (compound semiconductors) — È un materiale semiconduttore formato da una mistura compatibile di elementi di un'appropriata valenza. I semiconduttori a lega binaria e ternaria a cui ci siamo riferiti precedentemente sono semiconduttori composti. Con tutti questi materiali è richiesta la perfezione più alta possibile nella cristallizzazione per assicurare che il composto avrà una conducibilità intrinseca sufficientemente piccola.

Totem pole — Questo termine è usato per riferirsi ad un gruppo di transistori che sono collegati in serie per eseguire qualche funzione speciale. Due transistori e un diodo sono tipicamente collegati nell'uscita di un circuito gate TTL in questo modo.

Velocità di diffusione (diffusion velocity) — È la velocità apparente che è indotta in una nube di cariche come risultato del campo d'influenza causato dalla distribuzione di portatori. Le vere cariche si muovono più lentamente di quanto non indichi la velocità di diffusione. È una velocità di influenza piuttosto che una velocità di "particella".

Velocità di deriva (drift velocity) — È la velocità indotta in un portatore come risultato di un gradiente di campo elettrico. In molti tipi di transistori, è trascurabile in paragone alla velocità di diffusione. La velocità di deriva diventa significativa soltanto o con tensioni di collettore molto elevate oppure con le regioni di base dove il drogaggio diminuisce significativamente dall'emettitore al collettore.

Tempo di transito (transit time) — È il tempo richiesto ad una carica minoritaria singola per attraversare la regione di base di un transistore bipolare.

Tempo di vita della carica minoritaria (minority carrier lifetime) — È la lunghezza media di tempo in cui può sopravvivere una carica minoritaria quando si muove nella regione di base di un transistore. Questa vita è estremamente importante nello stabilire il beta di un transistore.

Diodo emettitore di luce (LED light-emitting diode) — È un diodo semiconduttore che emette luce quando è correttamente polarizzato.

Beta — Il beta di un transistore è il rapporto tra la corrente di emettitore (che raggiunge il collettore) e quella estratta per mezzo del terminale di base. È più o meno uguale al rapporto del tempo di vita della carica minoritaria e del tempo di transito.

Capacità di diffusione (diffusion capacitance) — È la capacità apparente tra il terminale di base di un transistore e l'emettitore come risulta dalla distribuzione di carica nella regione di base. È molto di più della capacità statica (i due componenti principali della capacità d'ingresso sono la capacità di diffusione e la capacità di transizione).

Neutralizzazione (neutralization) — È un processo per equilibrare un segnale di ritorno all'ingresso di un dispositivo attivo, minimizzando perciò il guadagno di retroazione in modo che si possa raggiungere un funzionamento stabile. Per lo scopo è comunemente usato un circuito ponte.

Rete unilaterale (unilateral network) — Questa è una rete capace di trasferire un segnale elettrico o d'altro tipo in una sola direzione. Un segnale applicato all'uscita non provocherà una risposta all'ingresso. È teoricamente possibile rendere unilaterale ogni circuito attivo. La neutralizzazione è una forma semplice e imperfetta di unilateralizzazione.

Circuito accordato (tuned circuit) — È un circuito comprensivo di un elemento in grado di "immagazzinare" energia potenziale, e di un elemento in grado di "immagazzinare." energia cinetica. I due elementi sono configurati in modo tale che avviene uno scambio di energia tra essi. Il risultato è che con questo può essere prodotta un'oscillazione sinusoidale coerente.

Circuito accordato ad inserzione (tapped tuned circuit) — È un circuito accordato nel quale una presa di qualche tipo esiste su uno o sull'altro degli elementi. Con un circuito LC usato nell'elettronica, la presa può essere o sulla induttanza o sulla capacità.

Frequenza operativa massima (maximun operating frequency) — Questa è f_{max}, la frequenza alla quale

la potenza d'uscita da un amplificatore eguaglia la potenza d'ingresso. A frequenze più alte, la potenza d'uscita è normalmente inferiore alla potenza richiesta per generarla.

Efficienza di transconduttanza (transconductance efficiency) — È il rapporto tra la reale transconduttanza per un dispositivo attivo (come un transistore) e il valore teorico possibile allo stesso livello della corrente di uscita. Può essere ottenuto dalla equazione:

$$\kappa = \frac{y_f}{(q/kT)\, I_c} \qquad \text{(Eq. 4-1)}$$

dove,

κ è kappa, l'efficienza di transconduttanza.

Questo parametro è importante per tutti i dispositivi attivi allo stato solido attualmente conosciuti.

Distorsione di crossover (attraversamento) (crossover distorsion) — Questa è una forma di distorsione che risulta dall'imperfetto adattamento degli andamenti di amplificazione per gli elementi differenti di un amplificatore di potenza. È una forma di distorsione che è grande con i piccoli segnali, ma che può largamente sparire con grossi segnali.

Efficienza di corrente per unità di transconduttanza (transconductance-per-unit-current efficiency) — Vedere l'Efficienza di Transconduttanza

Tensione di rottura BV_{ceo} (breakdown voltage) — Questa è la tensione massima a cui un transistore (con essenzialmente un circuito di base aperto) è progettato per resistere senza una rottura. Potrebbe resistere di più e molti lo faranno. Comunque il margine di sicurezza oltre questo valore diminuisce quando il trattamento è meglio controllato.

Tensione di rottura BV_{cer} (breakdown voltage) — È la tensione che il dispositivo dovrebbe sopportare, con una impedenza molto piccola, tra la base e l'emettitore. Può anche essere grande fino al doppio di BV_{ceo}.

Tensione di rottura BV_{cex} (breakdown voltage) — Questa è la tensione massima che si suppone possa sopportare un dispositivo, con un'impedenza specificata tra la base e l'emettitore. Il suo valore sarà probabilmente un poco inferiore al valore di BV_{cer}.

Tensione di rottura BV_{cbo} (breakdown voltage) — È la tensione massima dal collettore alla base che un transistore può sopportare. Per questa prova l'emettitore è normalmente aperto.

Guadagno di corrente (current gain) — Chiamato anche β oppure h_{fe}, è il guadagno di corrente nominale per un circuito. Possono essere indicati il valore nominale, il valore massimo o il valore minimo. Con gli ultimi due valori, il simbolo è integrato con l'indice (max) o (min). Tra questi il più importante è probabilmente il valore minimo.

Guadagno di corrente in cc (dc current gain) — È chiamato anche h_{FE}. Questo è definito come il rapporto della corrente statica di collettore e della corrente statica di base. Ancora una volta il valore minimo può essere piuttosto importante. Le lettere indice sono maiuscole per indicare che è dato un valore in cc.

Tensione di saturazione (saturation voltage) — Chiamata anche $V_{ce\ (sat)}$. È il valore minimo di tensione che potete ottenere dal collettore all'emettitore ad ogni valore di corrente di collettore. Nessuna variazione della tensione di base o della corrente di base può aiutare ad ottenere una tensione più bassa.

Frequenza d'angolo (corner frequency) — È una frequenza alla quale c'è una brusca variazione nel modo in cui si comportano alcuni parametri. Per esempio con un amplificatore c'è una gamma di frequenza tra le quali l'amplificazione di tensione dello stadio è approssimativamente costante. Ad ogni estremità di questa serie ci possono essere nette rotture o punti oltre i quali l'amplificazione di tensione varia rapidamente con la frequenza. La variazione è tipicamente di un fattore 2 a 1, oppure un multiplo per ogni ottava di variazione di frequenza. Le frequenze alle quali avvengono variazioni, sono chiamate frequenze d'angolo.

Frequenze d'angolo di rumore (noise corner frequency) — Una frequenza che definisce il punto di variazione nel comportamento di rumore di un dispositivo. Su un lato di tale frequenza, il comportamento del rumore segue qualche regola, come l'essere abbastanza uniforme per il rumore bianco. Sull'altro lato, il rumore può aumentare rapidamente con una variazione in frequenza.

Rumore bianco (white noise) — È un tipo di rumore la cui distribuzione d'energia è tale che la larghezza di banda per unità di energia media è costante ed è essenzialmente indipendente dal tempo. È chiamato anche rumore termico. Il rumore bianco è presente in tutti i sistemi conosciuti ed è una fuzione della temperatura assoluta. A volte è anche chiamato rumore Johnson.

Rumore d'eccesso (excess noise) — Questo è il rumore presente in un sistema che è in "eccesso" a

quello dovuto al rumore bianco. Può essere indipendente dalla frequenza, nel qual caso, ha le proprietà del rumore bianco, o può essere una funzione crescente con una frequenza che cresce, oppure crescente anche al decrescere della frequenza.

Frequenza d'angolo inferiore del rumore (lower noise corner frequency) — Questa è una frequenza sotto la quale il rumore in eccesso in un dato dispositivo aumenta bruscamente quando la frequenza viene ridotta. Essa viene indicata con f_{n1}. La natura dell'aumento dipende dalla sorgente. Può essere generata tramite la dispersione di superficie o di corpo in un materiale o tramite le trappole e difetti in un materiale semiconduttore.

Frequenza d'angolo superiore del rumore (upper noise corner frequency) — Questa è una frequenza al di sopra della quale il rumore d'eccesso in un dato dispositivo aumenta nettamente quando aumenta la frequenza. Questo rumore è normalmente associato con il flusso della carica minoritaria attraverso la base di un transistore bipolare. È dipendente dal fatto che il flusso di corrente è granulare in natura. Essa viene indicata con f_{n2}. Questa frequenza è definita in rapporto al tempo di transito di una carica minoritaria che attraversa la regione di base. Il suo valore è più o meno specificato come la radice quadrata del prodotto delle frequenze di taglio dell'alfa e di taglio del beta. Il rumore al di sopra di questa frequenza più o meno raddoppia ad ogni ottava.

ALTRI PARAMETRI FONDAMENTALI

La maggior parte dei parametri che avete misurato e studiato nel Capitolo 3 sono quelli comuni a tutti i transistori a giunzione attuali. È ora importante scoprire in quali modi veramente differiscono i vari tipi di transistori bipolari. Potete poi avere delle tolleranze per queste differenze. Sulla base dei fenomeni comuni che avete studiato e misurato nel precedente capitolo, e sugli altri che ora studierete, imparerete come avvicinarvi al problema di scegliere un circuito desiderato per l'uso con un amplificatore, e come regolarlo per farlo agire come volete.

Come avete osservato nelle definizioni, ci sono fondamentalmente due modi differenti con cui potete classificare i transistori a giunzione, ed esattamente, con la configurazione di polarità e tramite il materiale fondamentale usato. Probabilmente la base più importante è la configurazione di polarità, poichè il germanio ed i materiali diversi dal silicio sono relativamente poco usati, o con dispositivi a giunzione oppure con array (schiera) di dispositivi a giunzione. Comunque bisogna considerare almeno brevemente altri materiali poichè sviluppi recenti hanno condotto all'introduzione di dispositivi a semiconduttori composti. Ci sono anche, nel lontano orizzonte, dei dispositivi chiamati transistori ad eterogiunzione dei quali vorrete conoscere qualcosa.

Senza curarsi del materiale col quale sono stati costruiti, la maggior parte dei transistori bipolari è fondamentalmente formata da dispositivi pnp oppure npn. Consistono di una giunzione di emettitore fortemente drogata, di uno strato di base leggermente drogato (molto sottile) e di una regione di collettore che, con la possibile eccezione di uno strato molto sottile, è generalmente pesantemente drogato in modo ragionevole per minimizzare la sua resistenza in serie. Normalmente, la regione di base ha polarità opposta all'emettitore ed al collettore, con il risultato che le cariche maggioritarie o nell'emettitore o nel collettore sono cariche minoritarie nella base. (Una "giunzione" in un dispositivo di eterogiunzione, sotto alcune condizioni, può avere lo stesso drogaggio di polarizzazione sia

nell'emettitore che nella base). La regione di base è resa estremamente sottile (quanto più sottile possibile) così che il rapporto del tempo di vita delle cariche minoritarie e del tempo di transito per attraversare la base sarà quanto più grande possibile. Il livello di drogaggio nella base è almeno 100 volte inferiore che nella regione di emettitore.

Il processo dell'iniettare portatori dall'emettitore nello strato di base tramite una polarizzazione in senso diretto ai capi della giunzione può capovolgere l'equilibrio elettrico nello strato di base molto nettamente, anche quasi violentemente. Questi portatori, quando entrano nella regione di base, diventano cariche minoritarie perchè sono di polarità opposta ai portatori normalmente disponibili nella regione di base. Comunque, accade che il piccolo volume del semiconduttore, che comprende la regione di base, non può tollerare un numero così grande di cariche minoritarie e fa entrare più cariche maggioritarie per mezzo del terminale di base, provocando un aumento del numero delle cariche sia maggioritarie che minoritarie nella regione. La rimozione della polarizzazione in senso diretto conduce alla ricombinazione e decadimento a condizioni di equilibrio. Con le condizioni di equilibrio, i livelli delle cariche minoritarie nei due strati prendono la forma:

$$p_p \cdot n_p = n_i^2 \qquad \text{(Eq. 4-2)}$$

$$n_n \cdot p_n = n_i^2 \qquad \text{(Eq. 4-3)}$$

dove,

n_i è il numero delle cariche sia positive che negative in un materiale semiconduttore non drogato o intrinseco.

Quando sono introdotte le cariche minoritarie, un ugual numero di cariche maggioritarie addizionali sono attirate nella regione di base, conducendo alle diseguaglianze:

$$(p_p + N) \cdot (n_n + N) > n_i^2 \qquad \text{(Eq. 4-4)}$$

$$(n_n + N) \cdot (p_n + N) > n_i^2 \qquad \text{(Eq. 4-5)}$$

dove, il termine di carica maggioritaria additiva viene trattato allo stesso modo delle cariche minoritarie. L'Equazione 4-4 si applica ai transistori npn, e l'Equazione 4-5 ai transistori pnp. Il valore di n_i dipende soltanto dal tipo di materiale semiconduttore coinvolto. I valori di n_i per i materiali tipici sono elencati in libri che trattano la fisica dei transistori. I valori per il germanio e per il silicio approssimativamente sono $6 \cdot 10^{12}$ e $3 \cdot 10^9$, rispettivamente.

È importante notare che il valore per il silicio è molto più piccolo di quello per il germanio. Questo vi dice almeno due cose importanti:

1. La corrente di dispersione fondamentale nei dispositivi al silicio è molto più piccola che in quelli al germanio.
2. La temperatura di funzionamento massima per i dispositivi al silicio è in linea teorica sostanzialmente più alta di quella per il germanio. I vostri test e misure verificheranno questo, e l'esame dei data sheet vi darà ulteriore conferma.

L'introduzione di cariche minoritarie di eccesso, facendo entrare cariche maggioritarie addizionali, provoca un tipico effetto di azione di massa (mass-action) che è ben noto ai chimici. Conduce ad un aumento nel tasso di ricombinazione, e provoca una brusca riduzione nel guadagno di corrente per il dispositivo. Il punto al quale questo diventa significativo è strettamente affine al punto al quale il beta di piccolo segnale ed in cc cominciano a cadere all'aumentare della corrente del dispositivo.

L'influsso delle cariche maggioritarie nella regione di base ha un altro importante effetto. Il numero dei portatori nella regione di base più esterna non è alterato, ma è marcatamente più alto nella regione di base attiva. Questo conduce ad una differenza di tensione, la differenza richiesta per trattenere i portatori dal tornare indietro. Questa è una sorta di potenziale di contatto, ed agisce nel senso di aumentare oppure diminuire la grandezza della tensione di segnale che è applicato alla base del transistore. Con un transistore npn, la polarità di questa tensione è tale che in effetti amplifica la tensione di segnale applicata, e aumenta l'efficienza di transconduttanza apparente per il dispositivo. Con queste condizioni, l'efficienza di transconduttanza può essere maggiore dell'unità e può, infatti, raggiungere 1,5. Con un transistore pnp, questa tensione riduce l'ampiezza effettiva del segnale e l'efficienza di transconduttanza in questo caso può essere piccola fino a 0,6. Varia un po' a secondo del materiale di base usato.

C'è anche un piccolo flusso di portatori dal collettore nella regione di base, che conduce ad un piccolo numero di cariche minoritarie da questa sorgente. Dal momento che questi portatori non sono sotto il controllo della tensione base-emettitore introducono una piccola riduzione dell'efficienza di transconduttanza. Sarà fortunatamente trascurabile a meno che la tensione di base e la tensione di collettore siano approssimativamente uguali. La ricombinazione di questi portatori, i quali normalmente si muovono "controcorrente", è quasi una certezza, e riducono anche l'efficienza di trasporto della corrente effettiva da emettitore a collettore. Dove si usa il beta nei calcoli, può dover essere fatta una correzione per questo flusso "contrario", il quale può diventare significativo quando ci si avvicina alla condizione di saturazione di collettore. Il guadagno di corrente da questo flusso è spesso chiamato il "beta inverso".

SVILUPPI INCOMBENTI

Ora che le tecniche d'impiantazione ionica stanno diventando sempre più comprensibili e sono ben controllate, possiamo aspettarci che i transistori bipolari basati sull'uso dell'arseniuro di gallio possano fare la loro apparizione, per le applicazioni dove può essere utile l'elevata velocità di diffusione degli elettroni in questo materiale. L'arseniuro di gallio è usato estensivamente nei transistori ad effetto di campo per microonde. I fondamenti del transistore ad effetto di campo sono trattati nel Capitolo 5, assieme ad alcune applicazioni tipiche. Il problema con questo materiale è stato che l'arsenico tende a lasciare il composto a tempera-

ture di diffusione. L'arseniuro di gallio è di gran lunga il miglior semiconduttore alle alte frequenze attualmente disponibile, con il germanio che segue, e con il silicio che è il semiconduttore peggiore. Comunque, gli altri vantaggi del silicio sono tali da farlo preferire al germanio che ha dimostrato un compromesso meno desiderabile anche per le applicazioni ad alta frequenza. La dispersione e le limitazioni di temperatura per il germanio sono troppo severe.

L'eterogiunzione è un fatto curioso. Nonostante le sue proprietà non siano ancora ben controllate è diventata una struttura utile, ed è quasi certo che si dimostrerà preziosa almeno in applicazioni speciali. È possibile accrescere un semiconduttore composto, per esempio, sul silicio se la struttura cristallina si adatta adeguatamente. In questo modo si può ottenere una tale giunzione. Infatti è possibile avere una giunzione anche se entrambi gli strati hanno lo stesso tipo di drogaggio, in quanto uno strato inietterà portatori nell'altro strato in un modo sufficientemente pesante così che apparirà come una giunzione normale. Questa combinazione consente la riduzione della corrente di dispersione minoritaria e, come risultato, un beta molto alto. In breve, ci sono interessanti possibilità con alcuni di questi sviluppi.

VELOCITA' DI DIFFUSIONE E RUMORE

La velocità di diffusione per le cariche minoritarie nelle regioni di base di un transistore non rappresenta la vera velocità delle particelle cariche, ma corrisponde più strettamente alla velocità di fase, o una velocità di un campo d'influenza elettrica. (In questo senso, la velocità di gruppo della luce corrisponde alla velocità di particella, e la velocità d'onda corrisponde alla velocità di diffusione). È interessante notare che per frequenze tali che il tempo di transito per una particella particolare ai capi della regione di base oltrepassa il periodo del segnale, la risultante cifra di rumore per il dispositivo a quella frequenza eccederà il livello di rumore medio a frequenze più basse. La frequenza, alla quale questa variazione ha in effetti luogo, è a volte chiamata la "frequenza d'angolo superiore di rumore". Al di sopra di questa frequenza, la non uniformità del flusso di portatori di natura statica provoca una degradazione del tipo di uniformità del flusso controllato che si incontra a frequenze più basse, e conduce all'introduzione ad un livello più elevato di rumore casuale.

Ci sono due importanti frequenze nello spettro delle caratteristiche di rumore di un transistore. Una di queste è la frequenza appena notata, e il suo valore approssimativo può essere determinato dalla equazione:

$$f_{n2} = (f_\alpha f_\beta)^{1/2} = f_\omega / (\beta)^{1/2} \qquad \text{(Eq. 4-6)}$$

dove si dovrebbe notare che la frequenza di taglio dell'alfa e la frequenza massima sono abbastanza vicine da diventare uguali e che entrambe possono essere usate

per questo calcolo. (La frequenza massima è quasi sempre entro un mezzo ordine di grandezza della frequenza di taglio dell'alfa). Questa equazione definirà adeguatamente la frequenza d'angolo superiore di rumore per la maggior parte delle applicazioni. La seconda importante frequenza d'angolo di rumore è a volte chiamata "la frequenza d'angolo inferiore di rumore", ed è la frequenza sotto la quale c'è eccesso di rumore. Questo rumore è dovuto ad una varietà di cause -imperfezioni interne, percorsi di dispersione di superficie, scarso attacco di uno strato depositato, ecc. Il rumore d'eccesso sotto questa frequenza d'angolo è in parte responsabile dell'instabilità che si incontra negli integratori a retroazione elettronici e circuiti simili. La qualità di un dato transistore può spesso essere giudicata tramite la misura di questa frequenza d'angolo inferiore di rumore (f_{n1}), dato che più basso è il valore, migliori sono le proprietà globali del dispositivo. Apparentemente la relazione di f_{n1} al primo guasto dei transistori non è stata adeguatamente studiata. Questo in parte può essere perché le misure del livello di rumore e la cifra di rumore sono alcuni dei compiti più difficili affrontati dai progettisti e tecnici che si interessano del raggiungimento della migliore funzionalità possibile degli amplificatori. Un punto di discussione è l'ammontare di rumore per unità di larghezza di banda. Poichè l'unità di larghezza di banda è un singolo periodo, e una misura di questo tipo deve perciò essere fatta per un piccolo, ma fissato, numero di periodi, è difficile ottenere circuiti che sono adatti a fornire la misura del rumore "rms" in questa larghezza. Fino a quando il rumore è uniformemente distribuito (rumore bianco), com'è normalmente tra f_{n1} e f_{n2}, l'esatta larghezza di banda usata per fare la misura non è veramente critica, e la potenza di rumore è allora definita nei termini dell'equazione:

$$P_n = \frac{W_b}{BW} \qquad \text{(Eq. 4-7)}$$

dove,

P_n è la potenza di rumore per unità di larghezza di banda,

W_b è la potenza totale misurata in una larghezza di banda BW.

Il rumore per unità di larghezza di banda aumenta al decrescere della frequenza, per frequenze inferiori a f_{n1}, ed aumenta al crescere della frequenza, per frequenza che sono oltre f_{n2}. Come notato precedentemente l'aumento sopra f_{n2} è una conseguenza della degradazione statistica dell'uniformità del flusso di corrente che risulta dai processi casuali, ed è più o meno proporzionale alla frequenza. (L'uniformità statistica che pone il rumore fuori dalla banda passante del circuito avviene quando la frequenza di funzionamento è inferiore alla frequenza d'angolo). L'aumento oltre f_{n2} è più o meno proporzionale alla frequenza, mentre l'apparente "granularità" della corrente alle alte frequenze aumenta all'aumentare della frequenza. L'aumento sotto f_{n1} è causato da una varietà di effetti, come è stato precedentemente notato, con il risultato che è impossibile specificare in modo esatto il tasso al quale il rumore aumenta al diminuire della frequenza. Si

può notare comunque, che è una legge di potenza, con la potenza che è tra una radice quadrata ed una potenza pari a 3/2. La cosa principale per voi è sapere che esistono entrambe queste frequenze di ribaltamento, e che almeno, abbiate un'idea di cosa fanno e di quali sono probabilmente le loro cause.

EFFETTI PARASSITI NEI DISPOSITIVI

In assenza di una resistenza intrinseca in ognuno dei terminali di un transistore, avete trovato (nel Capitolo 3) che un transistore bipolare si comporta quasi esattamente ad un dispositivo di ammettenza ideale. Le sue ammettenze d'ingresso e in senso diretto sono dipendenti linearmente dal flusso di corrente all'ingresso ed all'uscita, rispettivamente, con una costante di proporzionalità che è (q/kT). Quando avete messo una resistenza in serie ad ognuno dei morsetti del transistore, avreste dovuto trovare che le proprietà del dispositivo erano sostanzialmente cambiate. Avreste dovuto osservare alcune delle conseguenze di queste variazioni nelle misure. È ora importante imparare come scoprire dispositivi aventi valori eccessivi di resistenza intrinseca in modo che possiate evitare di usarli, evitando perciò le conseguenze della loro presenza nei circuiti che voi state per usare o progettare.

Per prima cosa, è importante comunque considerare l'effetto delle conduttanze shunt interne prima di considerare le resistenze intrinseche. Queste ammettenze possono essere superficialmente trattate nelle conduttanze interne per un transistore bipolare fino a quando sono tenute presenti certe importanti conseguenze. Inutile dire, che le conseguenze dipendono dal fatto se è preso in considerazione il circuito d'ingresso o di uscita.

Il transistore bipolare ideale dovrebbe avere un valore zero di conduttanza d'ingresso ed un valore zero di conduttanza di uscita quando le tensioni sono applicate in modo tale che il dispositivo è nominalmente "spento". (In teoria naturalmente questo non avviene). Infatti, è possibile che il dispositivo abbia una conduttanza di dispersione tra ogni coppia di morsetti, come tra il collettore e l'emettitore. Può anche avere un tipo di dispersione a corrente costante; troverete tutte e due le condizioni nei transistori che proverete. La presenza di una piccola dispersione a corrente costante può o no presentarvi dei problemi. Dovrete decidere sul problema che avviene ogni volta. Comunque se c'è un significativo ammontare di dispersione di tipo conduttanza, dove la corrente aumenta approssimativamente in modo proporzionale alla tensione di collettore oltre la gamma d'uso, il dispositivo dovrebbe essere lasciato da parte. Per questo motivo, i primi esperimenti del capitolo sono diretti a mostrarvi come scoprire dispositivi aventi questo tipo di deficienza. (Questa condizione della dispersione di conduttanza può avvenire all'ingresso, ma è molto più facile che sia presente dal collettore all'emettitore).

Gli esperimenti nel Capitolo 2 hanno già mostrato che una delle caratteristiche

di un buon diodo è la relazione tra la variazione di corrente (attraverso il diodo) e la variazione di tensione ai capi, con variazione di corrente di 2 a 1 quando avviene una variazione di tensione di circa 18 millivolt ai capi del diodo. Per questo motivo, una stima della resistenza intrinseca totale in ogni circuito può essere ottenuta facendo la corretta variazione 2 a 1 nella corrente e determinando la variazione di tensione richiesta ai capi della giunzione appropriata. (Questo fornirà la resistenza *totale* su entrambi i lati della giunzione). Idealmente, questo test dovrebbe essere fatto ai capi di ognuna delle due giunzioni in un transistore bipolare indipendentemente e, poi, dovrebbe essere eseguita una prova attraverso il dispositivo in complesso. Fortunatamente, la resistenza intrinseca di emettitore è generalmente molto piccola in confronto alla resistenza intrinseca di base, con il risultato che una misura della giunzione d'ingresso produrrà sostanzialmente solo la resistenza intrinseca di base. La resistenza intrinseca di emettitore è determinata nel modo migliore misurando la transconduttanza effettiva, in funzione della corrente di collettore, quando la polarizzazione in senso diretto sulla base è variata e, poi, risolvendo rispetto ad r_e. La correzione per la resistenza intrinseca di base può essere fatta con l'aiuto del valore misurato, basato sulla misura d'ingresso. (L'effetto della resistenza in serie di emettitore è stato dimostrato al Capitolo 3. L'uso della tecnica risultante per misurare r_e è diretta e immediata, ed è applicata negli esperimenti).

La determinazione della resistenza intrinseca di collettore è forse la più difficile delle tre misure. Viene determinata nel modo migliore riportando graficamente la curva di saturazione per il transistore (la variazione della tensione di collettore con la corrente di collettore), con la base polarizzata in senso diretto per forzare il circuito alla saturazione. In presenza della significativa resistenza intrinseca di collettore, la pendenza della curva di saturazione cambierà bruscamente quando aumenta la corrente nel dispositivo, con la pendenza della corrente a livelli di corrente più alti indicanti il valore approssimativo della resistenza intrinseca. (La resistenza intrinseca di emettitore può contaminare questa misura, ma il suo valore può essere determinato da misure di transconduttanza). La presenza della resistenza intrinseca di collettore non altererà la transconduttanza misurata in funzionamento normale come lo farà la resistenza intrinseca di emettitore. Si deve prestare attenzione a fare questa misura per essere sicuri che la corrente di base è adeguata a mantenere il dispositivo in saturazione, siccome la curva si alza bruscamente quando il dispositivo lascia la saturazione.

CURVE CARATTERISTICHE STATICHE E L'ANALIZZATORE BIPOLARE

Dalla precedente trattazione, è evidente che diversi test statici sono utili nella classificazione preliminare dei transistori. Il primo passo è di verificare che ci siano due buone giunzioni di diodo nel dispositivo. Il circuito fondamentale per

questa prova è mostrata nella Fig. 4-1. Questo circuito prova semplicemente il livello di conduttanza. Il diodo LED posto ai capi della giunzione limita la tensione ad un valore di sicurezza nella direzione inversa. (Questo può essere importante su transistori a frequenza molto alta o a microonde). Lo strumento

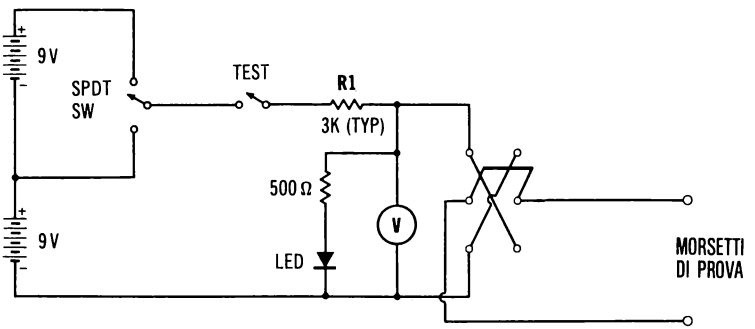


Fig. 4-1. Circuito fondamentale di prova diodi.

dovrebbe essere regolato per leggere a fondo scala quando il diodo si accende. Quando sono state disposte le due giunzioni, è noto che una rappresenta la giunzione base-emettitore e l'altra, la giunzione collettore-base. Qual'è (delle due) può non essere noto, ma dalla polarità della direzione di conduzione, è possibile determinare se il dispositivo è un transistore npn o pnp. Normalmente, solo una prova di guadagno di corrente identificherà quale è l'emettitore e qual è il collettore.

La configurazione di prova, come è posta, applica solo un massimo di circa 2,5 volt ai capi della porta collettore-emettitore a causa dell'effetto limitante del diodo LED. Questo è raramente una prova di dispersione adeguata. Per questa prova dovrebbero essere applicati almeno 9 volt, e possibilmente fino a 18 volt, con la tensione ai capi del morsetto misurato con una resistenza in serie nel circuito per permettere che sia stimato il flusso di corrente. L'alta dispersione conduce ad un valore enormemente basso di tensione in questo test. Una formula consigliata per questa parte del circuito di prova è mostrata nella Fig. 4-2. La resistenza in serie dello strumento dovrebbe essere regolata per dare una lettura a fondo scala con il diodo LED acceso in un caso e nel secondo caso una lettura a fondo scala senza che sia provato un transistore.

L'uso di uno strumento di misura di prova di questo tipo è altamente raccomandato, anche se non è assolutamente necessario. I punti possono essere tarati sullo strumento di misura per indicare la tensione che ci si aspetta ai capi del diodo al silicio o al germanio. Le informazioni risultanti possono essere usate per identificare non solo se il dispositivo è npn o pnp, ma anche se è un dispositivo al germaio o al silicio. Questa disposizione è particolarmente utile per identificare le coppie

Darlington, che hanno *due* cadute di diodo sulla giunzione base-emettitore, e solo una sulla giunzione collettore-base.

È inoltre utile l'introduzione del modo di eseguire una misura di guadagno di corrente. Se il circuito è preparato con un resistore, che può essere collegato

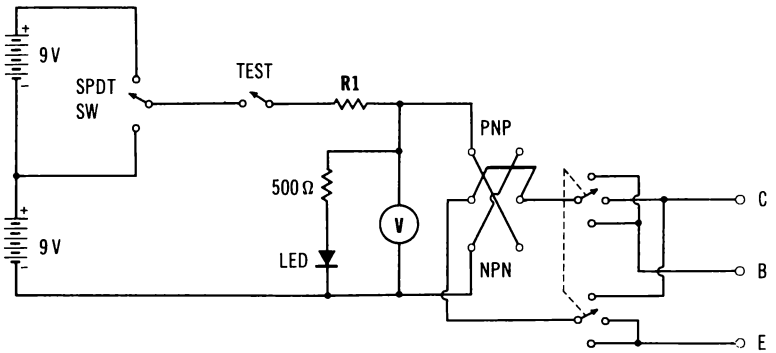


Fig. 4-2. Un circuito di prova della tensione di stand-off del transistore.

dalla base al collettore premendo un pulsante, e se il valore della resistenza è scelta correttamente, è possibile che il transistore sia condotto alla saturazione, almeno debolmente. Poichè lo strumento misura la tensione ai capi della porta emettitore-collettore quando è attivata la configurazione di prova, un dispositivo con un beta basso avrà un'alta tensione ai capi di questa porta, come avrà un dispositivo con un'alta resistenza intrinseca di collettore, ma con un beta adeguato.

Un analizzatore bipolare rivelerà anche i dispositivi ad effetto di campo, ma non è l'optimum per quello scopo. Un'altra configurazione, che si è dimostrata soddisfacente in questo caso sarà descritta nel prossimo capitolo. I dispositivi FET, che sono rivelati buoni, possono essere provati sugli apparecchi di prova bipolari, naturalmente, per scoprire come rispondono. I risultati possono essere usati come guida per provare altri FET. Comunque, tutte le varietà dei dispositivi FET devono essere provati prima di essere sicuri di fare prove affidabili. Sfortunatamente, il nostro sistema di numerazione del dispositivo semiconduttore non fornisce un modo per distinguere tra i dispositivi bipolari e ad effetto di campo. Allo stesso modo, non permette di differenziare i diodi duali, gli SCR, i transistori unigiunzione, e altri dispositivi. I dispositivi che mostrano di non essere transistori bipolari potrebbero essere un tipo qualsiasi tra i dispositivi che recano una designazione di codice "2N".

LA COPPIA DARLINGTON

La coppia Darlington è stata menzionata precedentemente, ed è stato anche

detto che ha due cadute di diodo nel circuito d'ingresso. Il circuito base è mostrato nella Fig. 4-3. Ci sono alcune precauzioni che devono essere segnalate nell'uso dei circuiti pratici ma, se usata in modo corretto, la coppia Darlington è una configurazione estremamente utile. Come potete vedere, consiste essenzialmente di due

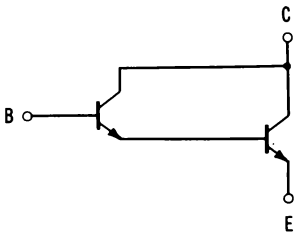


Fig. 4-3. Schema elettrico di una coppia Darlington.

transistori in "serie", cioè l'uscita di emettitore del primo transistore è collegato all'ingresso di base del secondo. I due collettori sono generalmente collegati insieme, e l'ingresso è applicato alla base del primo transistore. L'uscita può essere presa o dal collettore comune oppure dall'emettitore del secondo dispositivo, o da entrambi. Questo circuito è ideale per l'uso con i divisori di fase a carico ripartito poichè la corrente di collettore totale della coppia e la corrente di emettitore del transistore di uscita sono quasi identiche, generalmente entro una frazione molto piccola dell'un per cento. Il risultato è un eccellente equilibrio.

Nonostante il guadagno di corrente molto alto, la coppia Darlington è sorprendentemente stabile. Non tende ad oscillazioni a meno che non gli sia richiesto un eccessivo guadagno di tensione. Fino a quando il dispositivo è fatto funzionare in condizioni che non portano all'interdizione del transistore d'ingresso, probabilmente si incontreranno pochi problemi. Occorrono speciali precauzioni comunque se è richiesta l'interdizione siccome, allora, un ritorno d'interstadio dal terminale base-emettitore comune all'alimentazione è una necessità assoluta, ed è persa la condizione d'equilibrio di corrente. Spesso la dispersione collettore-emettitore nello stadio d'ingresso è sufficiente a non assicurare l'interdizione del secondo stadio.

GUADAGNO DI TENSIONE E CONSIDERAZIONI DI DISSIPAZIONE

Un soggetto di primaria importanza, che è tuttavia largamente ignorato, è il controllo della dissipazione di potenza. Il tempo medio tra guasti successivi (MTBF) per tutti i dispositivi a semiconduttore è criticamente dipendente dalle loro temperature operative e queste dipendono sia dalla temperatura ambientale, che dalla dissipazione di potenza totale per unità di volume nel loro intorno. È di grande importanza capire quali fattori sono i primari nel limitare la dissipazione per capire cosa può essere fatto per minimizzarli.

Due fattori principali pongono limitazioni all'ammontare di guadagno di tensione che può essere tollerato in un circuito. Il primo di questi è la capacità dell'effetto Miller, ed il secondo è il limite di guadagno di tensione che deve essere accettato, per minimizzare lo sfasamento di eccesso e possibilmente anche l'oscillazione parassita. Il fatto che possano essere realizzati guadagni di corrente estremamente grandi con i circuiti di tipo Darlington descritti prima, mostra che il guadagno di corrente di per sè non è un fattore primario. Si può facilmente dimostrare che il problema primario è il "guadagno di tensione".

L'esperienza che è andata accumulandosi mostra chiaramente che il guadagno di tensione per stadio in amplificatori multistadio deve essere limitato. I valori tipici di guadagno dipendono dalla configurazione di circuito scelto. Quando la sorgente di portatori (emettitore, source, o catodo) è messa a massa, il valore massimo è generalmente accettato essere un guadagno di tensione di 10; quando l'elettrodo di controllo è messo a massa, il guadagno di tensione dall'ingresso all'uscita può essere alto fino a 100, come conseguenza dell'impedenza d'ingresso molto bassa della iniezione generatrice di corrente usata.

Chiaramente, se si suppone che una tensione di segnale d'ingresso di 10 millivolt venga accettata, la tensione di uscita sarà o di 100 millivolt oppure 1 volt, a seconda della configurazione. Come risultato, ci si deve fare la domanda, "È abbastanza?". Fortunatamente la risposta è sì, siccome anche una variazione di 200 millivolt ai capi della giunzione d'ingresso di uno di questi transistori può generare oltre una variazione di 2.000 volte nella corrente di uscita. Se il dispositivo si satura con 1 milliampere di corrente, è praticamente interdetto quando la tensione di base è stata ridotta di 200 millivolt. Questo significa che meno di un volt oltre la tensione di saturazione sarà abbondante per generare la tensione di uscita necessaria, che occorre per far funzionare uno stadio successivo nella configurazione ad emettitore comune. (Anche nella configurazione di base comune, è ampio solo tra i 5 e i 10 volt). Un buon valore di compromesso per molti circuiti è di 1,5 ÷ 2 volt.

Effetto Miller

L'effetto Miller è l'aumento apparente di capacità tra l'ingresso e l'uscita che risulta dal guadagno di tensione sviluppato in un dispositivo attivo. Il valore apparente di questa capacità è dato dalla equazione:

$$C_a = C_{io} (1 - K_v) \qquad \text{(Eq. 4-8)}$$

dove

C_a è la capacità d'ingresso equivalente che risulta dal guadagno di tensione,
C_{io} è la capacità effettiva tra la base e il collettore,
K_v è il guadagno di tensione effettivo ai capi della giunzione di uscita.

Il segno, o polarità del guadagno di tensione può essere importante. Con amplificatori a emettitore comune, è negativo, rendendo positivo la quantità

entro parentesi nell'Equazione 4-8. Chiaramente, dall'Equazione 4-8, il valore apparente della capacità può essere da dieci ad alcune centinaia di volte il valore di C_{io}. Questo può condurre a retroazione sostanziale, sfasamento eccessivo e, nei casi più gravi, a vera oscillazione. La presenza di questa capacità trasforma l'amplificatore in un amplificatore a retroazione, con il risultato che la formula generale corretta per l'amplificazione di tensione prende la forma:

$$K = \frac{K_v}{(1 - K_v K_f)} \qquad \text{(Eq. 4-9)}$$

dove,

K è l'amplificazione risultante globale,

K_f è l'amplificazione di retroazione.

Questi sono tutti guadagni di tensione, non guadagni di corrente, e l'equazione è quella dell'amplificatore a retroazione standard usata estesamente nell'elettronica, e particolarmente nello studio dei servomeccanismi.

Quando è vitale che sia mantenuta la fase lineare e l'alta stabilità, è assolutamente necessario che il valore del termine $K_v K_f$ al denominatore dell'Equazione 4-9 abbia un valore non maggiore di 0,05 o anche inferiore, se è possibile. Dove la linearità di fase non è così importante mentre lo è l'assenza di oscillazioni, la grandezza di questo prodotto non dovrebbe eccedere approssimativamente 0,3 oppure 0,4. Altrimenti il fattore di smorzamento diventerà troppo basso, e comincerà a svilupparsi una tendenza del circuito a risuonare o a oscillare.

Ulteriori Considerazioni sul Guadagno di Tensione

Sulla base di queste considerazioni sul guadagno di tensione, è evidente che è meno necessario progettare più guadagno di tensione in un circuito di quanto è richiesto per assicurare la stabilità. Se si eseguono calcoli del guadagno per stadio in ricevitori radio tipici am e fm di qualità migliore, si può trovare che c'è tipicamente uno stadio di amplificazione per ogni decade di guadagno di tensione. (La gamma dei guadagni di tensione che si incontrano normalmente saranno tra i 5 e i 20 per stadio). Si è portati a concludere che per qualche ragione è ancora valida l'equazione d'amplificazione di tensione permessa per stadio, stabilita durante la seconda guerra mondiale.

L'Equazione 3-3 (Capitolo 3) ha mostrato che il guadagno di tensione per un amplificatore a transistori tipico assume la forma:

$$K_v = -(q/kT)\, I_c R_L$$

Dal momento in cui il prodotto $(I_c R_L)$ è chiaramente una tensione, deve essere correlato alla tensione di alimentazione dell'amplificatore ovvero a $|V_{cc}|$. Questa relazione può essere espressa tramite la relazione:

$$I_c R_L = \eta K |V_{cc}| \qquad \text{(Eq. 4-10)}$$

dove il valore si eta (η) è tra 0,3 e 1,0. Allora, l'Equazione 3-3 può essere riscritta nella forma:

$$|V_{cc}| = |K_v| / (\eta \kappa q / kT) \simeq |K_v| / 20 \qquad \text{(Eq. 4-11)}$$

(Questo presume che il transitore stia funzionando nel modo di bassa iniezione, sebbene la variazione dovuta all'alta iniezione è relativamente piccola in paragone agli altri fattori).

È evidente dalla precedente trattazione che è assolutamente necessario meno di un volt di tensione di alimentazione di collettore per fornire le condizioni di amplificazione richieste. Perciò, la prossima domanda è "Questa tensione piloterà sufficientemente il prossimo stadio?".

Poichè abbiamo già concluso che una variazione di tensione ai capi della giunzione base-emettitore, piccola 200 millivolt, può causare una variazione oltre le 2.000 volte nella corrente di collettore, è evidente che una variazione di alcune centinaia di millivolt è più di quanto è necessario. Come risultato, tutto ciò che è richiesto è 2 o 3 volt sopra la tensione di saturazione dal collettore all'emettitore per assicurare un'uscita del segnale ampia. Anche con la degenerazione, saranno sufficienti meno di 5 volt.

Quando si usa la configurazione a base comune mostrata nella Fig. 4-4, il valore di K_v può essere più alto di 10, fino ad arrivare a 100. Questo è causa dell'ammettenza d'ingresso molto alta (impedenza d'ingresso bassa) dell'emettitore del transistore ed è mostrata dalla equazione:

$$r_e = (kT/q\ I_e) \qquad \text{(Eq. 4-12)}$$

ed anche perchè è richiesta una riduzione di tensione per adattare il collettore all'emettitore successivo. In questo caso, i guadagni di tensione di 100 dall'emettitore al collettore possono condurre solo ad un guadagno di tensione globale di 10 da emettitore ad emettitore. Il fatto che la resistenza intrinseca di base può permettere alla regione di base di "aumentare" fuori massa non rende comunque

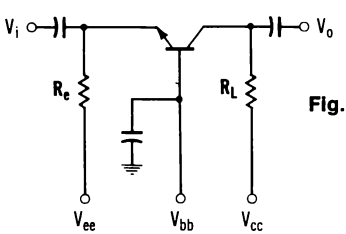


Fig. 4-4. Un amplificatore RC impiegante un transistore nella configurazione a base comune.

lo stadio suscettibile ad oscillazioni parassite. Comunque la configurazione in base comune dovrebbe essere sempre usata quando è essenziale l'uscita di massima potenza (con stabilità ragionevole), altrimenti tutte le probabilità vi si oppongono.

FUNZIONAMENTO AD ALTA FREQUENZA

Quando state realizzando circuiti rf, è importante scegliere transistori la cui f_{n2} sia più alta della vostra frequenza operativa, se possibile e se le condizioni operative di basso rumore sono importanti. Altrimenti, state potenzialmente sopportando una penalità di cifra di rumore che non avete bisogno di sopportare. Troverete delle dichiarazioni che i dispositivi usati nella gamma di frequenza oltre f_{n2} sono "assolutamente stabili" o "non oscilleranno". Questo però non garantisce che non ci sia sfasamento di eccesso. Il circuito è tuttavia lontano dalla fase minima da una parte all'altra della regione tra f_{n2} e f_{max}.

La frequenza operativa massima assoluta per un transistore, in una forma che può fornire una funzione utile, è chiaramente quella frequenza alla quale il guadagno di potenza è l'unità. Per frequenze più alte, siete in una situazione di perdita per la maggior parte: sotto di essa, guadagnate almeno qualcosa. La frequenza a questo punto di transizione è spesso chiamata f_{max}. È definita come la frequenza più alta alla quale un dispositivo in un circuito unilateralizzato può fornire guadagno di potenza unitario. Può anche essere descritta come la frequenza d'oscillazione massima in un circuito idealizzato. Questa frequenza è vicina alla frequenza di taglio dell'alfa, che è la frequenza alla quale il guadagno di corrente di base comune scende a 0,707 del suo valore di bassa frequenza.

Dal momento che l'impedenza di uscita utilizzabile con il carico per un amplificatore di base comune può essere molte volte la sua impedenza d'ingresso, è ancora possibile ottenere un guadagno di potenza alla frequenza di taglio dell'alfa. Come risultato, questa frequenza è inferiore della f_{max}, sebbene può essere minore solo per un fattore tra 2 e 5.

PROGETTI DI AMPLIFICATORI

Ci sono una varietà di amplificatori basati sui transistori che possono essere costruiti, e per essi c'è una vasta gamma di applicazioni, sia nell'elettronica digitale che analogica. Le avete esaminate e sperimentate con alcune caratteristiche fondamentali dei transistori nel Capitolo 3 ed avete realizzato alcuni semplici amplificatori perciò ora, è necessario esaminare alcuni dei tipi specifici di applicazioni più importanti. Negli esperimenti che seguono, farete altro lavoro con i tipi fondamentali e scoprirete come sono applicati nella pratica.

La configurazione fondamentale di un amplificatore basato sul transistore bipolare (e sul transistore ad effetto di campo) è l'amplificatore accoppiato a resistenza. Eccetto che nei circuiti integrati analogici, questo amplificatore non è stato usato tanto quanto gli amplificatori accoppiati a trasformatore ed i circuiti di accoppiamento accordati, principalmente a causa della mancanza della comprensione di quanto siano importanti. Le ragioni di ciò sono basate sul concetto errato che i transistori bipolari sono principalmente dispositivi a guadagno di corrente invece di dispositivi a transammettenza.

Amplificatori Accoppiati a Resistenza

L'amplificatore fondamentale a transistori accoppiati a resistenza è idealmente adatto all'amplificazione di tensioni nella gamma da alcune decine di microvolt fino a circa 100 millivolt. Ad un livello di circa 100 mV diventa necessaria la correzione per l'alta non linearità nel dispositivo. In questa gamma, il dispositivo può essere usato rigorosamente come un amplificatore di tensione fino a quando il guadagno per stadio è sufficientemente limitato così che il caricamento di uno stadio successivo non interessa in modo significativo l'impedenza d'uscita della sorgente di segnale. Usando l'amplificatore accoppiato a resistenza come un amplificatore di tensione si è condotti ad un amplificatore avente una ampia larghezza di banda per la maggior parte delle applicazioni ordinarie. Per usare in modo efficace questa configurazione, è conveniente far funzionare i circuiti di collettore ad una tensione d'alimentazione tra 1 e 5 volt, piuttosto dei tipici 10 volt generalmente usati con un circuito di base come mostrato nella Fig. 4-5.

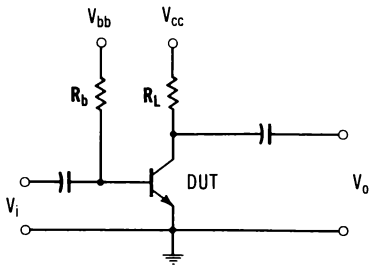


Fig. 4-5. Tipico amplificatore a transistore con accoppiamento a resistenza.

È possibile usare amplificatori accoppiati a resistenza con tensioni di segnale oltre i 100 millivolt, ma sono richieste diverse fasi per assicurare che siano accettabili i livelli di distorsione. (A questo riguardo il circuito in realtà non è per niente peggiore di quelli di un amplificatore accoppiato a trasformatore, ma la distorsione incontrata nell'ultimo è stata apparentemente trascurata a causa della sua natura un poco più elusiva). La prima fase è l'introduzione della degenerazione d'emettitore per limitare la gamma della variazione di transconduttanza effettiva per il dispositivo attivo. Tipicamente, il valore della resistenza richiesto è di 100 Ω, o quasi, per un dispositivo che assorbe 1 milliampere di corrente di collettore; il prodotto della corrente in milliampere per la resistenza di emettitore dovrebbe essere di circa 100. Poi, la resistenza di carico nel circuito di collettore è resa abbastanza grande per fornire un guadagno ragionevole, ma abbastanza piccola in modo che l'ingresso del transistore successivo non lo caricherà severamente. Un amplificatore con una resistenza di emettitore di 100 Ω richiederà una resistenza di collettore tra 200 e 1000 Ω, a seconda dell'esatta funzione del circuito e della configurazione dei circuiti che seguono.

Il punto importante di tutto questo è che una volta che avete raggiunto un livello di segnale di circa 100 millivolt, potete anche non volere che la vostra

tensione aumenti fino a che si è raggiunto l'amplificatore finale. Più alto è il livello di segnale, più grande è l'ammontare della degenerazione richiesta per linearizzare l'amplificatore. È meglio usare una catena di amplificatori, a questo punto, come veri amplificatori di corrente piuttosto che come amplificatori di tensione. (Questa è una delle ragioni per cui si sono dimostrate così soddisfacenti le coppie Darlington). Ogni amplificatore successivo è progettato per avere un guadagno di corrente di quasi soltanto un'unità, ma il livello di corrente in ogni amplificatore successivo è più alto. L'amplificatore finale nella catena può essere forzato quanto si desidera per ottenere la potenza richiesta dal suo circuito di collettore. Comunque, se desiderate, è possibile utilizzare qualche altra forma di una catena d'uscita, come una coppia "cascode".

Il problema critico è, allora, chiaramente che finchè il segnale d'ingresso di un amplificatore accoppiato a resistenza è meno di 10 millivolt, dovrebbe essere usato un amplificatore di tensione. L'equilibrio degli amplificatori, fino alla configurazione finale, richiederebbe degli amplificatori di corrente, con degenerazione sufficiente da mantenere la distorsione nei limiti richiesti.

Amplificatori Accoppiati a Trasformatore

L'amplificatore accoppiato a trasformatore fu il primo tipo di amplificatore ad essere costruito usando tubi elettronici, e fu anche il primo amplificatore utile ad essere costruito usando transistori bipolari. Poichè i trasformatori usati con i tubi erano generalmente collegati in un modo da elevare la tensione dell'amplificatore successivo, è necessario usare il trasformatore come una unità abbassatrice,

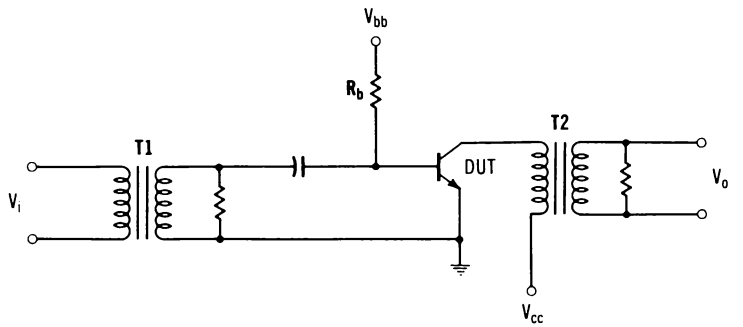


Fig. 4-6. Un amplificatore a transistore ad accoppiamento a trasformatore.

quando si usano tranistori, in modo che sia disponibile la corrente pilota per lo stadio successivo. In altre parole, il trasformatore funziona tipicamente come un trasformatore di corrente in questo tipo di funzionamento (Fig. 4-6)

Se la tensione di segnale è abbastanza grande da provocare una variazione significativa dell'ammettenza d'ingresso per il transistore pilotato, il trasformatore è fatto funzionare con un carico non lineare ben determinato. Quando il

transistore pilotato è polarizzato in senso diretto, la sua impedenza di carico diminuisce, e risulta una maggior richiesta di corrente. Allo stesso modo, quando il transistore pilotato è polarizzato in senso inverso, l'impedenza di carico aumenta, e risulta una minor richiesta di corrente.

Il transistore pilota è richiesto per fornire la energia di pilotaggio attraverso il trasformatore di interstadio. Infatti, le ampere-spire di uscita devono uguagliare le ampere-spire di ingresso se si trascura le ampere-spire di magnetizzazione. Comunque, la corrente nel transistore pilota aumenta e diminuisce e può fare questo in fase oppure no con le richieste del transistore pilota. In breve, la *polarizzazione è molto importante* in un amplificatore a transistore accoppiato a trasformatore.

In un amplificatore multistadio semplice, la corrente è esattamente una cc pulsante oppure una cc con un piccolo segnale ca sovrapposto. In questa situazione, si può facilmente saturare il nucleo del trasformatore e renderlo inefficace. Tipicamente, un piccolo traferro è generalmente lasciato nel nucleo di un trasformatore inteso per questo tipo di servizio. Questo traferro riduce il coefficiente di accoppiamento e, perciò, allo stesso tempo riduce la larghezza di banda totale dell'amplificatore. Preliminarmente a tutti questi problemi, ci si deve ricordare che i trasformatori tendono a distorcere le forme d'onda a meno che non siano caricati in modo ragionevole.

Negli esperimenti sui trasformatori descritti nel Capitolo 7, osserverete numerosi fenomeni che ora elencheremo. Forse voi penserete che alcuni siano irrilevanti. Sfortunatamente, non è così. Quando avete un trasformatore il cui carico sta variando oltre il suo periodo operativo, varierà anche la risposta di frequenza. In realtà può diventare risonante ad una frequenza molto alta su alcuni picchi di bassa frequenza! Inutile dire, che un tale comportamento non è molto buono per mantenere una condizione di funzionamento d'alta qualità in un amplificatore. Potreste trovare interessante tentare di causare ad un amplificatore a transistore accoppiato a trasformatore di generare tale condizione risonante intermittente.

Dove la compattezza e modesta intelligibilità è tutto quello che viene richiesto, l'uso degli amplificatori accoppiati a trasformatore può essere molto conveniente, fino a quando sono prese delle precauzioni per assicurare che un numero minimo di problemi siano introdotti con un progetto impreciso. Chiaramente, il trasformatore deve essere usato come un'unità di trasferimento di energia, e le correnti primarie e secondarie devono essere massime allo stesso tempo. Il caricamento sul trasformatore deve essere sufficiente da assicurare che non sarà un problema la distorsione dovuta agli effetti della corrente di magnetizzazione. Soprattutto, la risposta in frequenza deve essere adeguata a soddisfare le richieste. Sfortunatamente, è anche richiesta una adeguata induttanza per assicurare un'accettabile risposta in bassa frequenza, un'alta induttanza e una piccola dimensione non sono compatibili. Si può in parte avviare a ciò aumentando la corrente di carico assorbita dal trasformatore, facendo più piccola la reattanza d'ingresso ridotta al primario. Comunque, ciò riduce il guadagno di tensione e aumenta la dissipazione nei circuiti.

Prima della scoperta del transistore, almeno un trasformatore era usato nella maggior parte degli amplificatori audio. Era un trasformatore d'uscita. Comunque, non è più necessario a causa della transconduttanza estremamente alta dei transistori di potenza, inoltre ci sono molto circuiti amplificatori audio senza un singolo dispositivo a nucleo di ferro. Ricordate però, che se si usa un altoparlante dinamico pm, il flusso cc nella bobina della voce può spostare la bobina dal punto morto (dead center) e può provocare una distorsione dovuta al moto asimmetrico.

Gli amplificatori accoppiati a trasformatore sono comunemente usati con servomeccanismi che funzionano a 400 Hz. (Alcuni servomeccanismi funzionano a frequenze basse fino a 60 Hz e altri funzionano a frequenze alte fino ad alcune migliaia di Hz, ma 400 Hz è probabilmente l'optimum per la maggior parte delle applicazioni). Con queste applicazioni, la distorsione non è così importante, sebbene possono essere importanti l'equilibrio ed il ritardo di fase. Può anche essere importante la capacità di isolare i circuiti, come può essere fatto con i trasformatori. Si deve prestare attenzione per assicurare che la distorsione della forma d'onda sia entro limiti ragionevoli ed anche che non ci sia uno sfasamento eccessivo dovuto allo squilibrio o altre cause. Questi circuiti sono criticamente dipendenti dai rilevatori di fase per il loro funzionamento intrinseco, siccome il rivelatore di fase determina la direzione di azione per il servomeccanismo. Uno sfasamento non voluto può provocare uno spostamento dello zero e può introdurre errori.

Amplificatori Accordati

Gli amplificatori accordati fanno uso di uno o più induttori e alcuni condensatori associati e risonanti, come richiesto, per permettere che l'amplificatore sia attraversato solo da una banda relativamente stretta di frequenze. Gli induttori possono essere simili alle bobine di un trasformatore (generalmente no), ma l'accoppiamento tra una serie di tali bobine sarà quasi invariabilmente molto inferiore che per un trasformatore convenzionale. Più alto è l'accoppiamento, più ampia è la larghezza di banda. La capacità è usata per risonare l'induttanza di "dispersione" (che teoricamente è zero con accoppiamento pari all'unità). Il soggetto della scelta dell'accoppiamento corretto esula dallo scopo matematico di questo libro. Comunque, noterete alcuni dei suoi effetti negli esperimenti. Il livello di impedenza del circuito accordato controlla direttamente il guadagno di tensione dello stadio. Un tipico circuito ad amplificatore accordato è mostrato nella Fig. 4-7.

Come è già stato notato, il guadagno di tensione di stadio globale è un fattore primario nel determinare se un circuito sarà instabile o no. Con gli amplificatori accordati, la limitazione di guadagno di tensione è particolarmente importante, perchè la varietà di capacità ed induttanze parassite in un circuito è tale che se c'è una qualsiasi possibilità di rigenerazione (una condizione quasi oscillatoria), essa avverrà. Gli amplificatori a transistori accordati che operano ad emettitore

comune non dovrebbero generalmente avere guadagni di tensione superiore a 10, e nel modo a base comune, non oltre 100. Come si è osservato precedentemente, questo è largamente possibile a causa della impedenza d'ingresso estremamente bassa dell'emettitore di un transistore. (È approssimativamente il reciproco della transconduttanza di dispositivo al punto operativo in questione.).

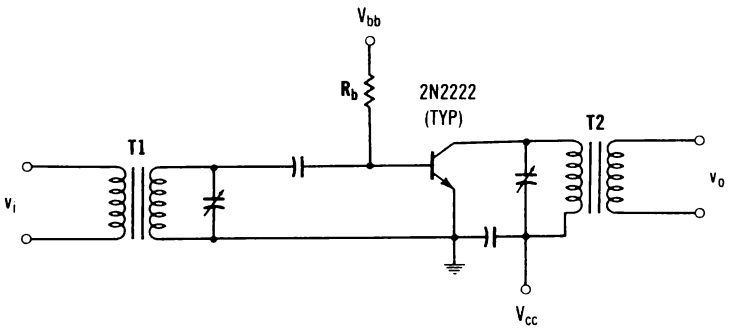


Fig. 4-7. Circuito per un amplificatore accordato.

L'introduzione di un segnale nell'emettitore di un transistore che opera nel modo a base comune, può essere un problema a causa di questo valore estremamente basso di impedenza. Ci sono diversi modi per fornire il segnale richiesto. Il modo più semplice è l'uso di un transistore operante nel modo ad emettitore comune, con l'emettitore del secondo transistore usato come carico di collettore del primo. Questa configurazione si definisce configurazione "cascode". Un secondo modo per introdurre il segnale richiesto è con l'uso di un circuito accordato, con l'ingresso del secondo stadio collegato ad una presa o all'induttanza oppure alla capacità. Con questa configurazione, il collocamento della presa è critico. Un terzo modo è quello di usare induttori accoppiati, dei quali, uno (o più) è accordato alla frequenza appropriata.

In un amplificatore "cascode" può essere usato o l'uno o l'altro come una struttura accordata, con il circuito accordato nel terminale di collettore del secondo transistore; o è direttamente accoppiato al più vicino amplificatore oppure tramite qualche circuito accoppiato. Comunque può essere non accordato se per una qualche ragione è richiesto un amplificatore a larga banda. Le impedenze trovate di fronte entrambi i transistori possono essere controllate in modo da assicurare che l'amplificatore sia inerentemente stabile e che abbia poco eccesso di fase se progettato in modo corretto. Ciononostante, l'impedenza accordata o l'impedenza non accordata dovrebbe essere scelta in modo che un livello ragionevole di guadagno sia richiesto dal secondo transistore così che non sia caricato dall'amplificatore successivo. Perciò, ogni tendenza verso l'instabilità sarà completamente soppressa.

Con un amplificatore che usa un circuito accordato inserito a presa per fornire un segnale ad un amplificatore a base comune successivo, la localizzazione della presa dovrà probabilmente essere determinata tramite test. Le ragioni di questo includono non solo l'effetto di alto caricamento dell'emettitore, ma anche, il caricamento capacitivo relativamente grande ed il fatto che l'accoppiamento tra le spire del circuito accordato è relativamente basso, rendendo impossibile calcolare precisamente dove dovrebbe essere posta la presa. Il livello d'impedenza globale effettiva che il circuito accordato dovrebbe presentare al collettore deve essere scelto in modo tale da limitare il guadagno di tensione globale ad un valore di sicurezza. La presa è poi disposa per fornire, sotto carica, circa il 10% di quella tensione all'ingresso successivo.

Quando sono usati i circuiti accoppiati, è usuale piazzare il circuito accordato nel terminale di collettore ed il collegamento non accordato nel terminale di emettitore. La ragione principale di ciò è che può essere usata un'induttanza molto più grande se non è accordata. È importante essere sicuri che la capacità di ingresso dell'emettitore non abbia comunque un grave effetto accordando il collegamento non accordato. La reattanza nominale di tale collegamento dovrebbe essere $1/y_r$. Prendendo in conto l'effetto della capacità d'ingresso, la reattanza netta della combinazione dovrebbe essere ancora quella indicata dall'equazione:

$$|Z_u| = (y_i)^{-1} \qquad \text{(Eq. 4-13)}$$

dove,

Z_u è la grandezza efficace netta della reattanza d'ingresso, includente sia l'induttanza che lo stesso emettitore.

La combinazione dovrebbe avere una componente induttiva netta. Inutile dire, che questa può essere una induttanza estremamente piccola, e potrebbe essere incontrollabilmente piccola con gli amplificatori di potenza. In alcune gamme di frequenza può essere richiesta la linea coassiale ad alta capacità.

Oltre all'uso di bobine inserite, è possibile usare ciò che a volte è chiamato "condensatore inserito o tapped (con prese)". Sono usati con induttanze per fornire il riduttore d'impedenza. Un condensatore inserito (con prese) in realtà consiste di due condensatori in serie. Generalmente quello che ha il valore più grande è adiacente al ritorno, in modo che solo una piccola parte della tensione globale apparirà alla presa. In una situazione ideale, questa combinazione può dimostrarsi abbastanza soddisfacente ma ci sono alcuni avvertimenti da puntualizzare. A differenza dell'induttore a presa *non* avete un campo magnetico accoppiato per aumentare il livello di corrente che è disponibile, con il risultato che la corrente totale che circola nel circuito deve eccedere l'ammontare di corrente da prelevare dalla presa. Questo significa che il Q del circuito accordato deve essere sostanzialmente più alto del rapporto di trasformazione della corrente richiesto. Inoltre questo dovrebbe essere il caso *sotto carico*. In breve l'approccio a bobina a presa è il miglior approccio che può essere usato. Altri aspetti delle configurazioni accoppiate saranno descritte più avanti negli esperimenti.

Oscillatori

Gli oscillatori sono forme speciali di amplificatori accordati nei quali l'energia di uscita ritorna all'ingresso per fornire una condizione di lavoro continuamente variabile. La quantità di energia ritornata ad una frequenza di oscillazione, deve essere sufficiente a permettere al dispositivo attivo di rimpiazzare tutte le perdite nel circuito accordato. La fase dell'energia ritornata deve essere tale da rinforzare le correnti naturali nel circuito accordato. Ogni energia disponibile oltre a quella richiesta per mantenere l'oscillazione, deve essere prelevata come carico utile (Fig. 4-8).

Con gli oscillatori è essenziale che l'energia ritornata dall'uscita all'ingresso sia all'inizio leggermente di più di quanto è richiesto per rimpiazzare le perdite. Inoltre, è necessario che quando l'oscillatore inizia a generare il segnale, l'energia di ritorno si riduca alla quantità esattamente richiesta per compensare le perdite. Altrimenti ci si può aspettare un comportamento irregolare. Dove l'energia di ritorno è troppo grande, può risultare un oscillatore di bloccaggio oppure un autobloccaggio (squegging). Il primo di questi è indicato da un'azione pulsante entro l'audio oppure un regime relativamente basso di frequenza, accompagnato da un contenuto di rumore rf molto alto. Il secondo è indicato tramite un tipo di azione ad interruttore o multivibratore con un contenuto di energia di alta frequenza molto più bassa. L'azione dell'oscillatore di bloccaggio può essere controllata, in parte, tramite un circuito accordato LC (che può essere basato sui componenti parassiti), mentre l'oscillatore squegging molto probabilmente comprenderà più di un dispositivo attivo e circuiti RC associati. Frequentemente l'impedenza interna di un alimentatore elettrico contribuisce a questo ultimo tipo di oscillazione.

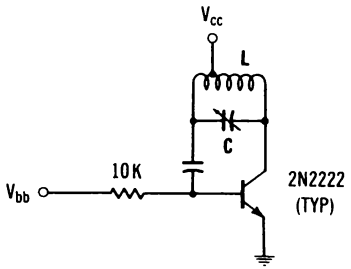


Fig. 4-8. Un circuito per un oscilloscopio accordato a transistore.

Ci sono molti trattamenti di oscillatori come configurazione di circuito lineare relativamente buoni, ma sfortunatamente tutti gli oscillatori stabili devono essere almeno debolmente non lineari, oppure non possono stabilizzarsi. L'"*Handbook of Transistor Circuit Design*" di questo stesso autore, fornisce buon uso dell'oscillatore debolmente non lineare usando i transistori[1]. Questa descrizione è tanto

1. Pullen, K.A. *Handbook of Transistors Circuit Design*, (Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc.).

teorica quanto pratica in quanto sviluppa la meccanica non lineare della oscillazione nei termini delle caratteristiche dei dispositivi attivi che sono usati. Poi, anche diversi libri di Minorsky danno dei trattamenti eccellenti della matematica fondamentale e descrivono in dettaglio l'approccio al piano delle fasi comunemente usato in questo sviluppo.

AMPLIFICATORI DI POTENZA

Gli amplificatori di potenza efficienti devono essere basati su circuiti che assorbono poca potenza allo stato di riposo, ma che possono assorbire quantità crescenti di potenza quando il livello del segnale aumenta. Essenzialmente sono richiesti due dispositivi, entrambi quasi spenti nella condizione di "non segnale". Un dispositivo funziona con una polarità di segnale e l'altro con l'altra polarità. Le Figg. da 4-9 fino a 4-12 illustrano alcuni circuiti di amplificatori di potenza che danno l'efficienza necessaria. Si può immediatamente riconoscere, sulla base dell'alta non linearità del transistore bipolare, che ci si può aspettare un'elevata distorsione a meno che non siano raggiunti alcuni mezzi di linearizzazione e un attento equilibrio. Entrambi i dispositivi sono fatti funzionare in condizioni di grandi segnali, perciò non si può contare che il beta sia abbastanza costante da minimizzare la distorsione anche nel modo operativo a controllo di corrente. Inoltre, nel modo a controllo di corrente, l'adattamento dei livelli di guadagno di corrente sarebbe molto difficile, sulla base della natura di beta. Anche se si ottiene un'eccellente funzionamento con grandi segnali, con segnali deboli si troverà che

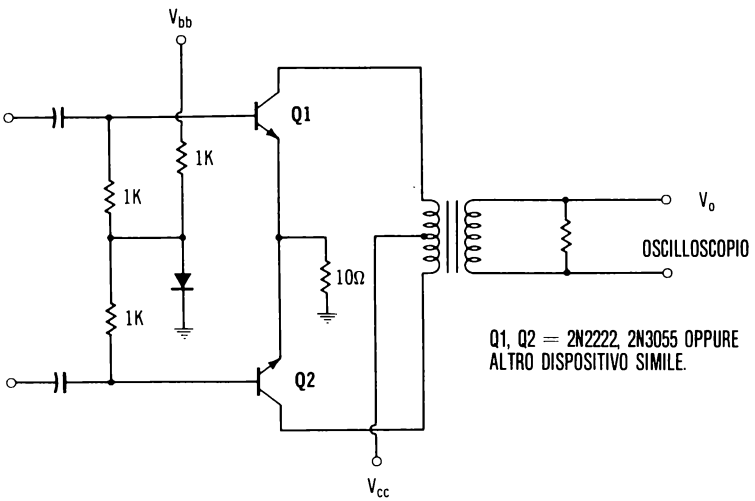


Fig. 4-9. Esempio di efficiente amplificatore di potenza.

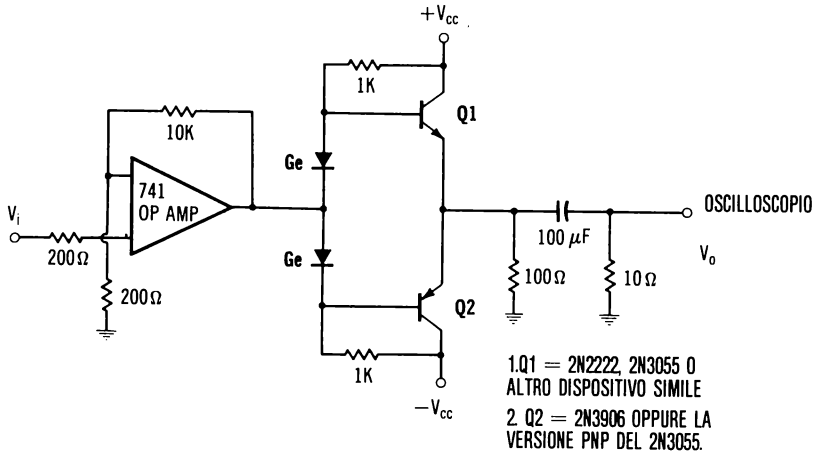


Fig. 4-10. Un altro efficiente amplificatore di potenza.

la forma d'onda sarà molto distorta. Questa fenomeno è dovuto a quello che è noto come "distorsione di crossover o di attraversamento". Questo è un problema incontrato, in particolare, trattando il punto di funzionamento quiescente. Per altre informazioni su questo fattore, vedete i libri dell'autore: *Conductance Design of Active Circuits*[2] *ed Handbook of Transistor Circuit Design.*

L'uso della degenerazione di emettitore e dell'equilibrio della corrente sono probabilmente le fasi più importanti da considerare per minimizzare questo problema. Il punto di funzionamento a riposo deve essere disposto in modo tale che le correnti assicurino che gli ammontari delle amplificazioni effettive dei due dispositivi, come gruppo, si adattino all'amplificazione effettiva di uno, da solo, quando l'altro *è* spento. Le conseguenze dell'adattamento errato del punto di polarizzazione sono mostrate nella Fig. 4-13.

Una varietà considerevole di configurazioni di uscita sono state introdotte per l'uso con transistori negli amplificatori di potenza. Questo è stato possibile per due ragioni: primo, perchè si può usare un transistore npn ed un pnp come una coppia se sono ragionevolmente ben adattati, e secondo, perchè le transconduttanze disponibili per i dispositivi tipici sono abbastanza alte che con molte di queste configurazioni non è richiesto nessun trasformatore di uscita. I transitori possono facilmente pilotare un altoparlante da 10 oppure 20 Ω.

In questo collegamento, è interessante notare che ci sono buone ragioni per usare circuiti divisori RC prima dell'amplificatore finale, quando si costruiscono sistemi a multispeaker (multi-altoparlante) che usano woofer (altoparlanti per toni bassi) d'alta frequenza, di media gamma e di bassa frequenza. Questo perchè

2. Pullen, K.A., *Conductance Design of Active Circuits,*, (New York: John F. Rider Publisher, Inc.).

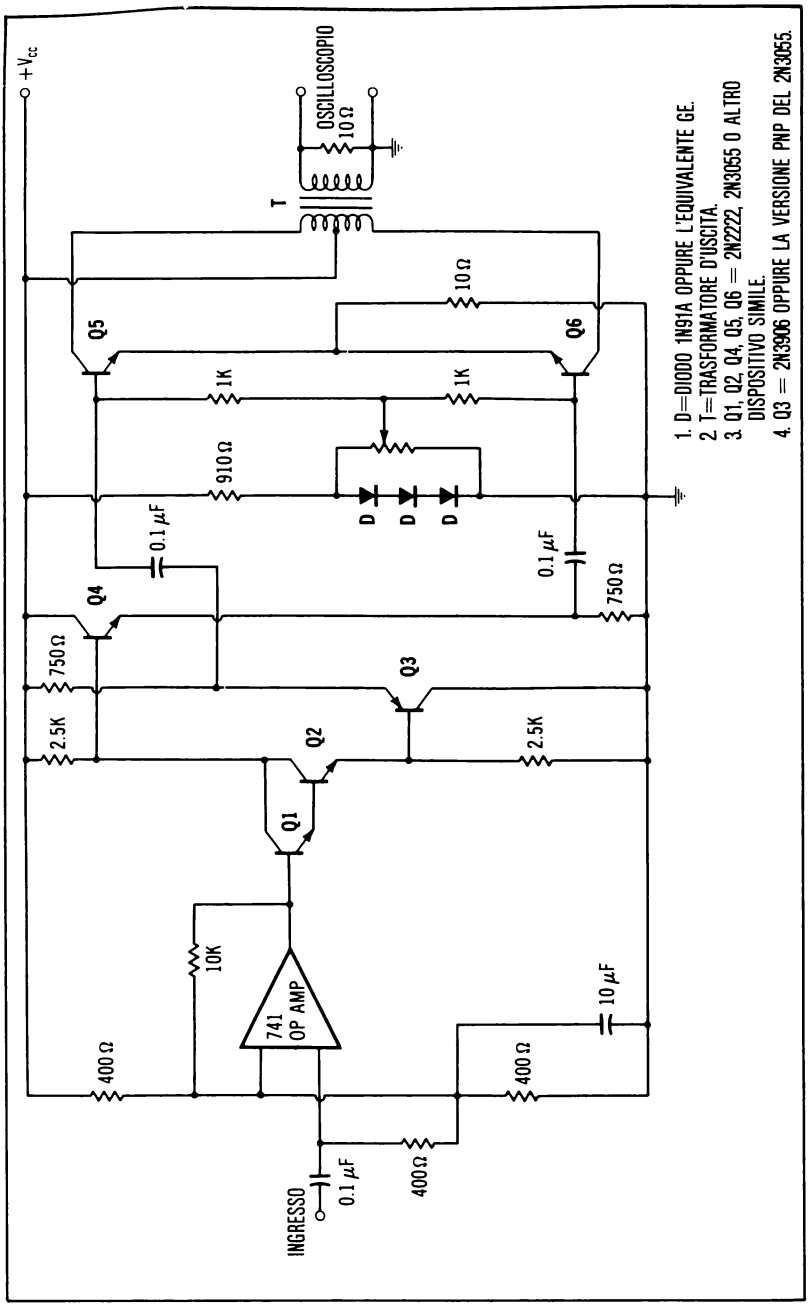
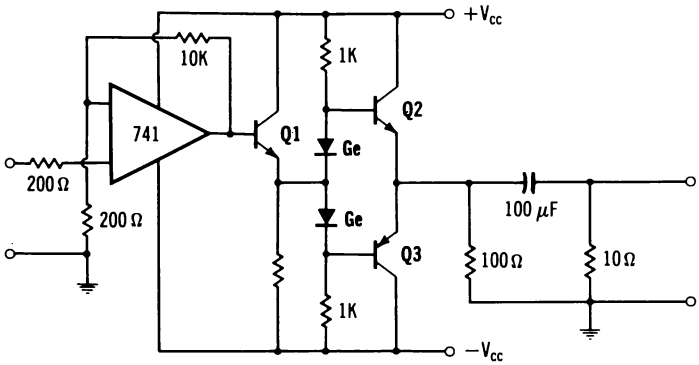


Fig. 4-11. Schema circuitale di un efficiente amplificatore di potenza.



1. Q1, Q2 = 2N2222, 2N3055 O ALTRO DISPOSITIVO SIMILE.
2. Q3 = 2N3906 O LA VERSIONE PNP DEL 2N3055.

Fig. 4-12. Un esempio di efficiente circuito amplificatore di potenza.

si può mostrare che le condizioni transitorie introdotte dal circuito di divisione possono essere severe. Sono più severe con i circuiti divisori LC che con i circuiti divisori RC. Si pensi alla musica come composta di un complesso di sinusoidi. Ciò è vero fino ad un certo punto, ma è veramente un insieme estremamente com-

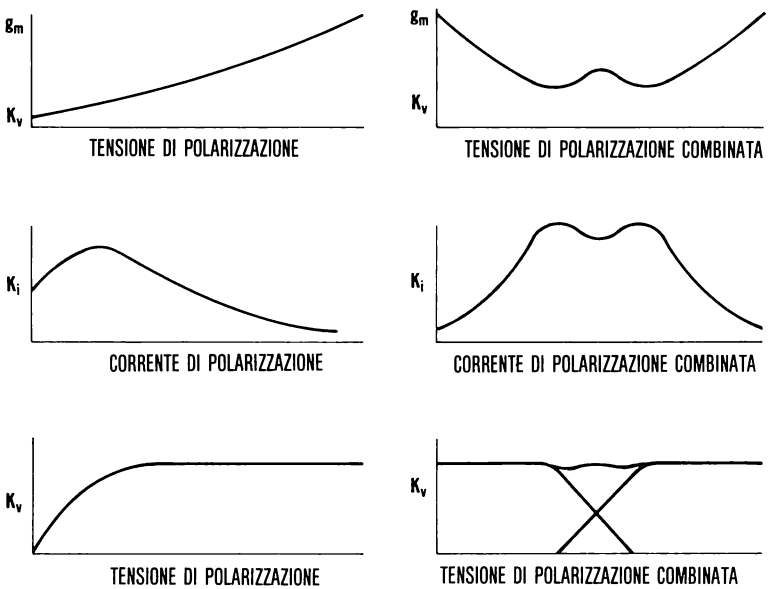


Fig. 4-13. Relazioni di amplificazione-polarizzazione degli amplificatori di potenza.

plesso di onde che possono essere analizzate con Fourier sotto forma di distribuzione di sinusoidi. I risultati delle applicazioni di tale forma d'onda su un circuito divisore LC possono essere veramente incredibili. Le conseguenze dell'uso di un circuito divisore RC sono abbastanza negative, ma sono molto più accettabili.

Nell'Appendice D troverete alcuni suggerimenti per esperimenti extra, che vi aiuteranno a determinare solo quali sono le conseguenze di alcune cose. S'impara meglio facendole.

ESPERIMENTO 1

Caratteristiche dei Transistori Bipolari

Nel Capitolo 3 avete provato piuttosto estesamente alcuni transistori npn per piccolo segnale al silicio 2N2222. In questo esperimento, valuterete le proprietà dei transistori pnp per piccolo segnale al silicio, e dei transistori per piccolo segnale pnp e npn al germanio. Dovrete fare le stesse misure su questi dispositivi come avete fatto sul transistore 2N2222 nell'Esperimento 1 e 3 nel Capitolo 3. Nell'appendice C sono elencati alcuni transistori che potete usare. Dovrete prestare particolare attenzione alle tensioni di base comparative e alle polarità richieste su ogni tipo di questi dispositivi. Notate la tensione richiesta per un dato livello di corrente (per esempio, ad 1 milliampere) e le variazioni di tensione richieste per raddoppiare o dimezzare questa corrente. Dovrete riportare graficamente la tensione collettore-emettitore a base aperta in funzione dell'andamento della corrente di collettore per tutti questi dispositivi. Poi, dovreste variare il valore della corrente di base e ripetere la curva. Dovrete anche misurare le transconduttanze che sono generate in funzione delle correnti di collettore per scoprirne le variazioni. Dovreste anche trovare la variazione della transconduttanza ad una fissata corrente di collettore, al variare della tensione di collettore.

Passo 1

Preparate lo zoccolo della scheda per misurare un transistore. Collegate i terminali d'alimentazione più interna; su entrambi i lati del riferimento a massa e collegate, quello più esterno alla sinistra alla alimentazione di 12 volt appropriata. Poi collegate quello più esterno al lato destro all'appropriata alimentazione di tensione variabile. (Nella configurazione ad emettitore comune entrambe le tensioni sono positive con i transistori npn, ed entrambe sono negative con i transistori pnp). Un potenziometro, oppure una cassetta di resistenze a decadi, è collegato tra l'alimentazione di base e la base del transistore sotto test. Un piccolo resistore di misura può essere posto tra l'alimentazione di collettore ed il collettore stesso. Se lo mettete nel circuito di emettitore, ricordatevi che dovete mantenerlo molto, molto piccolo per evitare la degenerazione di emettitore. Se mettete tale resistore nel circuito emettitore, siate sicuri che la tensione ai suoi capi sia meno di *2 oppure 3 millivolt*. Lo schema del circuito per questa configurazione è mostrato

nella Fig. 4-14. La resistenza di emettitore dovrebbe avere un valore in ohm inferiore a tre diviso il valore della corrente di emettitore (in milliampere). Dovrete misurare la vostra corrente di base e la corrente di collettore, ed essere capaci di misurare la corrente di emettitore se dovesse sorgerne il bisogno. Solo la misura della corrente di emettitore sarà interessata dal problema della degenerazione

NOTA: LA CHIUSURA DELL'INTERRUTTORE DOVREBBE SATURARE IL TRANSISTORE. CON L'INTERRUTTORE APERTO IL LED SI ACCENDE E LO STRUMENTO LEGGE A FONDO SCALA.

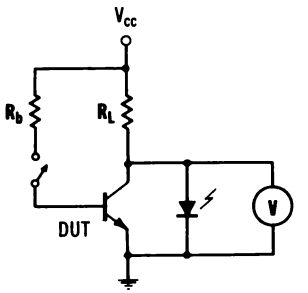


Fig. 4-14. Schema del circuito di prova dei transistori.

Passo 2

Collegate i circuiti di misura alla scheda senza saldature e cablate il circuito. Installate il transistore e disponete la tensione di alimentazione del collettore al minimo. Controllate le polarità per essere sicuri che siano giuste, e disinserite il terminale di base in modo che possano essere presi i dati caratteristici con corrente di base zero. Regolate il riferimento a zero del voltmetro differenziale in modo tale che, mentre la polarizzazione in senso diretto sul transistore aumenta, sia possibile misurare la variazione di tensione. Poi, collegate l'alimentazione al circuito. Con il circuito di base aperto, leggete la tensione e la corrente sul collettore (la

Tabella 4-1. Dati per l'Esperimento 1, Passo 2

V_c				
I_c				
V_c				
I_c				
V_c				
I_c				
V_c				
I_c				

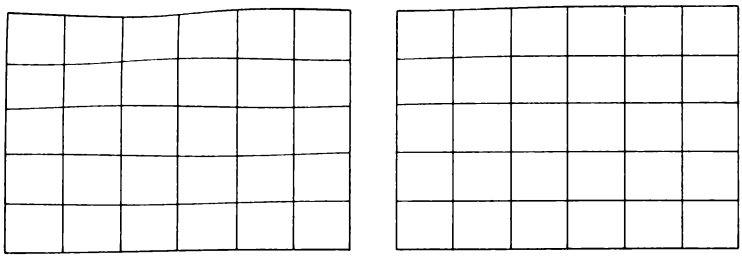


Fig. 4-15. Andamenti per transistori npn.

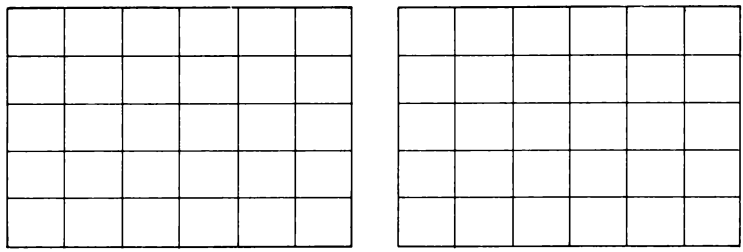


Fig. 4-16. Andamenti per transistori pnp.

tensione rispetto all'emettitore). Registrate questi dati. Per ogni dispositivo diverso che misurate, usate una colonna della Tabella 4-1, (registrate il tipo di dispositivo usato sul margine del libro).

Passo 3

Successivamente riportate graficamente gli andamenti con corrente di base zero per i transistori npn sul grafico nella Fig. 4-15, contrassegnandoli tutti. Queste curve mostreranno la relativa corrente di dispersione in ogni dispositivo che avete provato. Probabilmente troverete che la dispersione nei dispositivi al germanio è molto più alta che nei dispositivi al silicio. Potrete anche trovare che ci sono altre differenze tra i transistori npn e pnp.
Per esempio è apparentemente più facile ottenere bassa dispersione nei dispositivi npn al silicio che non nei dispositivi pnp.

Passo 4

Ora, collegate il terminale di base alla tensione di alimentazione di base, ed assicuratevi che il voltmetro differenziale oppure il DVM sia collegato in modo tale che possiate misurare variazioni fino ad un millivolt. Regolate la corrente di collettore nel transistore a 1 milliampere ed annotate la vera tensione base-emettitore. Poi ritornate al funzionamento differenziale, ed "azzerate" se è necessario.

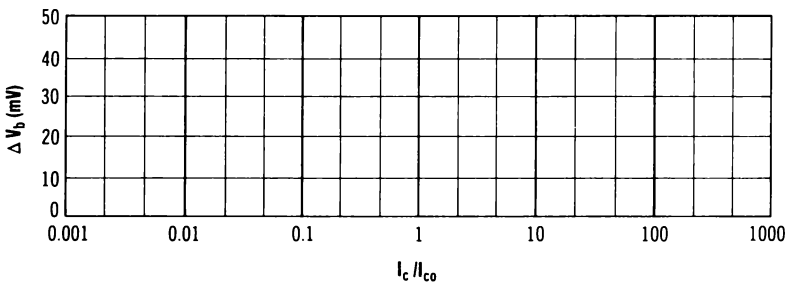
Regolate di nuovo la resistenza in serie alla base fino al raddoppio dalla

Tabella 4-2. Dati per l'Esperimento 1, Passo 4

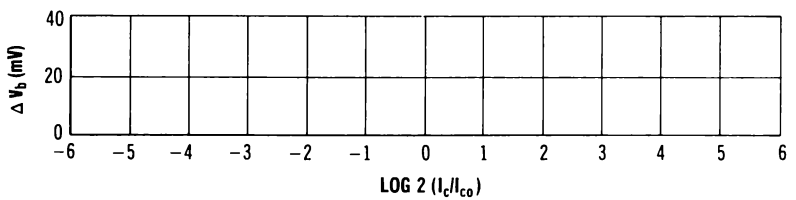
Times I_c				
ΔV_b				
Times I_c				
ΔV_b				
Times I_c				
ΔV_b				

corrente di collettore nel dispositivo ed annotate la conseguente variazione di tensione di base. Registratelo qui: _____ mV. Poi, ripetete il procedimento, prima raddoppiando diverse volte, poi ritornando ad 1 mA, e dimezzando diverse volte. Registrate i dati nella Tabella 4-2. Registrate il codice di dispositivo alla sinistra dei dati.

Da questi dati potete riportare graficamente le curve che mostrano la grandezza della variazione di tensione richiesta in funzione della corrente di collettore. Per questi grafici, prendete 1 mA al punto intermedio del grafico e rappresentate ogni unità della scala orizzontale con una variazione 2 a 1 nella corrente dal punto vicino. Il parametro I_{co} è 1 milliampere. Usate il grafico dato nella Fig. 4-17 A per i vostri grafici.



(A) Grafico per il Passo 4.



(B) Grafico per il Passo 6.

Fig. 4-17. Grafici per l'Esperimento 1.

Passo 5

Dopo che avete raccolto i dati in questo modo su uno o più transistori al silicio pnp, paragonate i risultati con quelli che avete ottenuto sui transistori npn. Spiegate i risultati.

Sebbene la polarità delle tensioni e delle correnti per i due tipi di dispositivi debbano differire, come pure le tensioni di base iniziali (alla corrente di collettore di 1 mA), i valori differenziali sono entro i limiti che ci si aspettava per le varie grandezze dei parametri parassiti.

Passo 6

Ripetete i test precedenti con un transistore npn al germanio, registrando i dati nelle Tabelle 4-1 e 4-2. (Se avete bisogno di maggior spazio, preparate tabelle addizionali su fogli separati). È quindi possibile paragonare i valori della tensione base-emettitore (alla condizione di riferimento 1 mA) per questo dispositivo con i valori corrispondenti per i dispositivi al silicio npn e pnp (alla stessa corrente). Poi, eseguite su questo dispositivo la serie completa di prove precedentemente discusse e registrate i dati. Usate sia lo spazio di tabella disponibile oppure preparate spazio addizionale su un foglio di carta separato. Riportate la curva per ΔV_b in funzione di Ic nella Fig. 4-17 B.

Passo 7

Ripetete il Passo 6, ma usate un transistore pnp al germanio. Registrate i dati come prima, e discutete i risultati di questi ultimi due passi. Poi riportate una curva della variazione nella tensione di base in funzione della corrente di collettore come avete fatto nelle fasi precedenti per questo dispositivo. Usate il grafico nella Fig. 4-18.

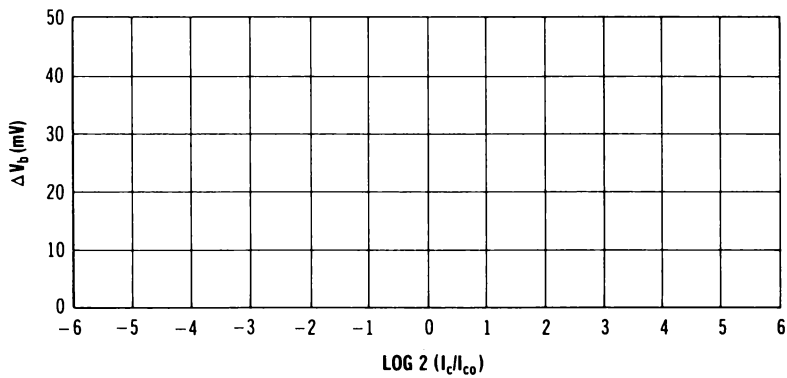


Fig. 4-18. Grafico per l'Esperimento 1, Passo 7.

Passo 8

Ora, riportate il rapporto del beta in cc (rapporto tra I_c ed I_b) in funzione di I_b prima e, poi, di I_c. Fate le misure con 2 volt sul collettore. Registrate i dati nella Tabella 4-3. Identificate il dispositivo nel margine della pagina.

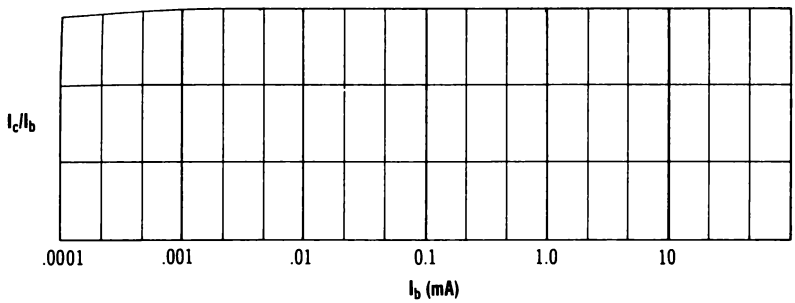
Lo spazio per i dati sul collettore è incluso così che potete anche variarlo se lo desiderate. Perciò avrete molto spazio per registrare i dati, e se necessario costruite tabelle addizionali usando fogli di carta separati. Riportate graficamente

Tabella 4-3. Dati per l'Esperimento 1, Passo 8

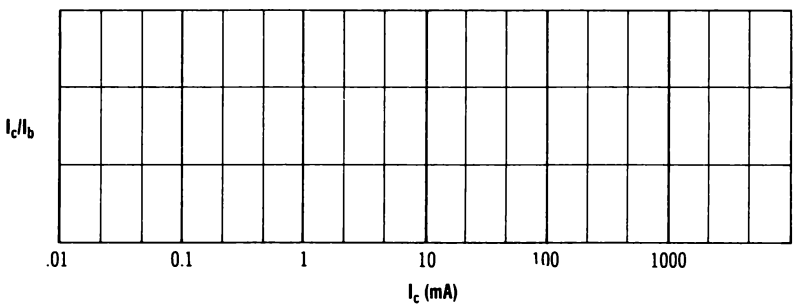
I_c				
I_b				
V_c				
V_b				
I_c				
I_b				
V_c				
V_b				
I_c				
I_b				
V_c				
V_b				

i dati sui grafici della Fig. 4-19. Esaminate attentamente i grafici risultanti, mentre dovrete decidere quale corrente è più utile per essere riportata.

Tra le due curve ogni preferenza dovrebbe essere per il grafico in funzione della corrente di base, sebbene, storicamente, la curva è stata data in funzione della corrente di collettore. La ragione di questa preferenza è che la distorsione deve essere determinata, basandoci su una forma d'onda conosciuta all'ingresso (o base). Per questa ragione e per usare convenientemente i dati, questi devono essere convertiti in un piano che è una funzione della corrente di base. Veramente, poichè la corrente di base è una piccola differenza tra due correnti, è anche meglio usare un piano in termini della tensione di base. Poi, usate la transconduttanza, ottenendo dei valori in nessun modo dipendenti da piccole variazioni o differenze.



(A) Grafico 1



(B) Grafico 2

Fig. 4-19. Grafici per l'Impiego con Il Passo 8.

Passo 9

Ora, dovreste simulare la dispersione di tipo conduttanza in alcuni dispositivi ad esaminare i risultati. Come si paragonano questi risultati con quelli che avete visto su dispositivi veri? Ponete una resistenza piuttosto alta, come 100.000 Ω sulla base all'emettitore e misurate i dati come avete fatto nel Passo 8. Registrate i dati nella Tabella 4-4. Paragonate i risultati. Fate lo stesso con una resistenza dal collettore all'emettitore; in questo caso usate circa 1.000 Ω. In ogni caso, qual è l'effetto sul beta in cc per la resistenza di dispersione? Paragonate i dati con quelli del Passo 8. Quando esistono queste perdite, si può a malapena dire che il beta si comporta bene. Non c'è dubbio che dobbiate evitare i dispositivi che hanno queste caratteristiche. È probabilmente più difficile scoprire una perdita della corrente di base che una perdita della corrente di collettore.

Tabella 4-4. Dati per il Passo 9

I_c				
I_b				
V_c				
V_b				
I_c				
I_b				
V_c				
V_b				
I_c				
I_b				
V_c				
V_b				

ESPERIMENTO 2

La Transconduttanza dei Transistori Bipolari e le Caratteristiche del Guadagno di Corrente

Nel Capitolo 3, negli Esperimenti 3 e 4, avete misurato il beta e le caratteristiche di transconduttanza di un transistore al silicio npn usando un piccolo segnale sinusoidale. In questo esperimento, ripetete quegli esperimenti usando transistori al silicio pnp, transistori al germanio npn e pnp.

Passo 1

Modificate lo schema elettrico sulla scheda senza saldature in modo da poter osservare la sinusoide d'ingresso a piccolo segnale da un oscillatore sia alla base che al collettore del transistore con l'oscilloscopio, come illustrato nella Fig. 4-20. Come prima, conoscendo la resistenza di sorgente e la resistenza di carico del vostro transistore, potete calcolare il beta e la transconduttanza. (Nella misura del beta, misurate la tensione del segnale del generatore e la tensione del segnale di base. Poi, usando la resistenza nota del generatore, calcolate la corrente del generatore). Potete quindi calcolare entrambi i parametri. Registrate i dati nella Tabella 4-5. Usate l'Equazione 3-4 o 3-5 per i calcoli del beta, e modificate l'Equazione 3-9 come segue:

$$y_f = \frac{v_o}{(v_i R_L)} \qquad \text{(Eq. 4-14)}$$

Tabella 4-5. Dati per l'Esperimento 2, Passo 1

I_c				
I_b				
V_c				
V_b				
v_s				
v_i				
v_o				
I_c				
I_b				
V_c				
V_b				
v_s				
v_i				
v_o				
I_c				
I_b				
V_c				
V_b				
v_s				
v_i				
v_o				

Successivamente, calcolate i valori di beta e di beta in cc. Calcolate anche il valore della transconduttanza come pure il rapporto della transconduttanza e la corrente di collettore a quella transconduttanza. Riportate graficamente il beta, il beta in cc e la transconduttanza per unità di corrente in funzione della corrente di collettore, sui grafici delle Figg. 4-21, 4-22 e 4-23. I dati mostrano quello che vi aspettavate? Spiegate

Le curve del beta e del beta in cc vi sembreranno quelle che avete ottenuto per i dispositivi al silicio npn. Comunque, saranno diverse le scale verticali per ogni transistore. D'altra parte, non solo saranno simili, le curve per l'efficienza di

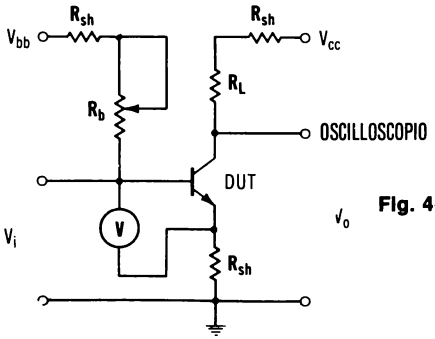


Fig. 4-20. Schema per l'Esperimento 2, Passo 1.

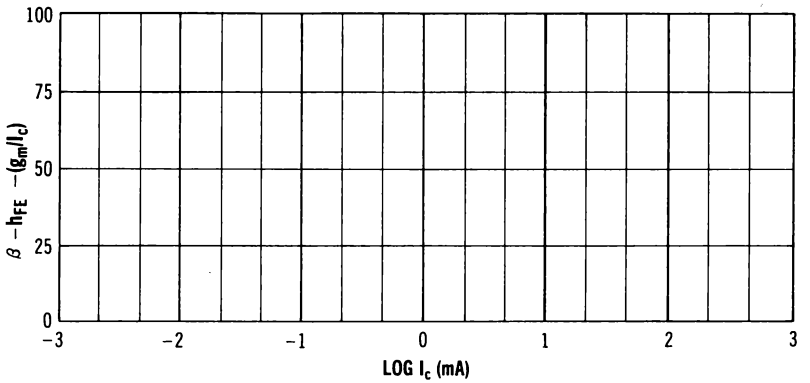


Fig. 4-21. Grafico per l'Esperimento 2, Passo 1.

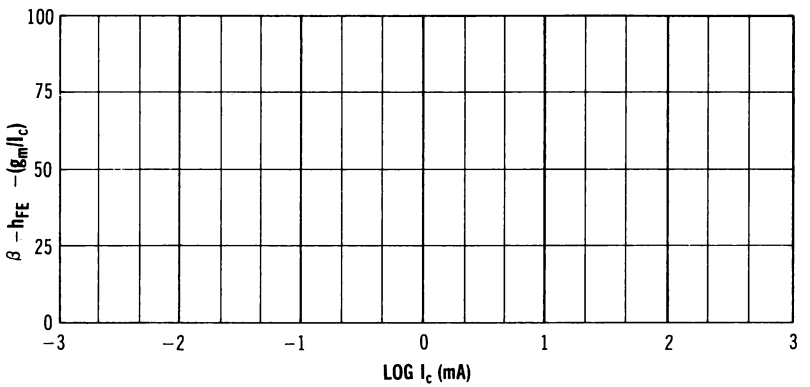


Fig. 4-22. Secondo grafico da impiegare per il Passo 1.

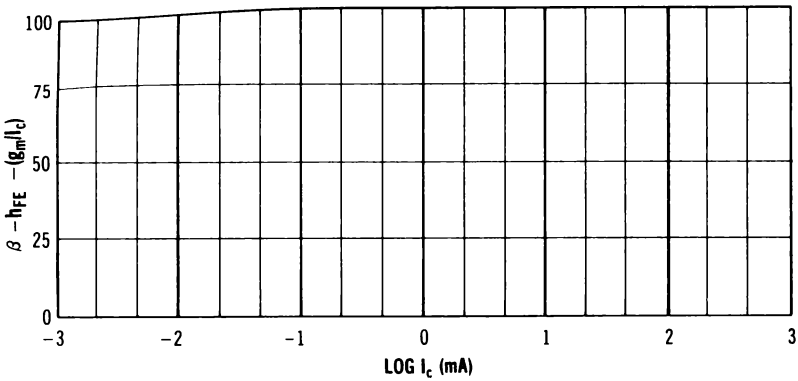


Fig. 4-23. Terzo grafico da impiegare per il Passo 1.

transconduttanza ma anche quelle per i dispositivi npn saranno quasi identiche, nonchè quelle per i dispositivi pnp. Potete essere in grado di scoprire il punto al quale diventa importante l'alta iniezione. Questi punti differiranno da codice a codice, ma di nuovo, per ogni dato codice di dispositivo, saranno quasi identici. Questo mostra che la transconduttanza e l'efficienza di transconduttanza è l'informazione significativa.

Tabella 4-6. Dati per l'Esperimento 2

beta				
beta in cc				
g_m				
g_m/I_c				
beta				
beta in cc				
g_m				
g_m/I_c				
beta				
beta in cc				
g_m				
g_m/I_c				

Passo 2

Nel Passo 1 non vi era stato chiesto di disporre in tabella i dati per il beta in cc, il beta, la transconduttanza e l'efficienza di transconduttanza. Ora registrate i dati risultanti nella Tabella 4-6.

ESPERIMENTO 3

Gli Effetti di Resistenza Intrinseca

Negli esperimenti del Capitolo 3, avete già simulato l'effetto della resistenza in serie, di base, della resistenza in serie di emettitore e della resistenza in serie di collettore su un transistore bipolare al silicio npn. Sarà utile cercare e trovare altri tipi di dispositivi campione che hanno "incorporate" ("built in") alcune di queste proprietà. Il modo più rapido e più semplice per fare altre prove è se avete accesso ad un caratteristigrafo Tektronix o un dispositivo simile. Altrimenti, potete approntare un circuito di prova convenientemente utile, anche se è un po' più lento.

Passo 1

Se avete disponibile un caratteristigrafo, predisponetelo inizialmente per i transistori npn. Disponete alcuni dispositivi al silicio npn su una fila, e alcuni dispositivi al germanio npn su un'altra. Poi, potete inserirli uno alla volta e provarli. Le fasi seguenti vi indicheranno le giuste procedure. Si può notare che i più vecchi tester Tektronix 575 sono migliori di quelli più recenti per una ragione molto importante: con gli strumenti di prova più vecchi, potete rappresentare una serie di andamenti della corrente di base costante su un campo tensione di base-tensione di collettore, che come abbiamo già visto può essere significativamente più utile del piano corrispondente a campo tensione di base-corrente di collettore. (L'ultimo fornisce da solo le caratteristiche di saturazione che sono di uso limitato nella commutazione, mentre, le prime vi permettevano di trovare irregolarità nel campo operativo analogico che è un'area d'importanza molto maggiore). Avete bisogno di conoscere qualcosa circa l'impedenza d'ingresso e la funzione di trasferimento nell'area analogica, ma c'è poco da dire nell'area di saturazione.

a. Inizialmente regolate l'alimentazione elettrica di collettore in modo che la tensione massima fornita sia quasi metà del valore stimato per il dispositivo. Poi, potete disporre il valore della resistenza in serie di base in modo tale che il gradino di corrente di base non sia oltre 0,001 volte la corrente di cresta di collettore stimata. Successivamente inserite un valore della resistenza di collettore in serie (R_L). Usate un valore tale che alla corrente massima, la tensione di collettore non oltrepasserà il 50% 60% della tensione massima che avete disposto per l'alimentazione. Ora siete pronti per attivare il transistore. Inseritelo.

b. Quando accendete il circuito, dovreste ottenere una serie di curve che rassomigliano a quelle disegnate nella Fig. 3-9 nel Capitolo 3. Se sono come quelle della Fig. 3-10, c'è troppa corrente di dispersione nel dispositivo. Marcate il dispositivo e mettetelo da parte in modo da poterlo identificare di nuovo. Se l'andamento di polarizzazione zero segue esattamente l'asse orizzontale, e tutte le altre curve sono ragionevolmente orizzontali (ricordate, la configurazione ad emettitore comune), allora, è più sicuro aumentare la tensione di alimentazione del collettore lentamente per trovare dove l'andamento di polarizzazione comincia a staccarsi dall'asse orizzontale. (Aumentate la resistenza di carico prima d'aumentare la tensione; raddoppiandola dovrebbe andar bene). La tensione massima applicata al transistore non dovrebbe mai superare la tensione che è nel punto appena prima che la curva cominci a staccarsi dall'asse. Se notate che le curve della corrente di base più alte stanno curvando come nella Fig. 3-11, aumentate un po' più la resistenza di carico, poichè potreste entrare in una regione difficile.

c. In questa maniera provate un certo numero di transistori di tutti i tipi. Manteneteli in buste separate con appunti sulle loro caratteristiche registrati all'esterno delle buste. (L'alimentazione del collettore che dovreste usare è descritta nell'Appendice B sotto il titolo "Tester della tensione di Sweep del collettore"). Fate un breve riassunto di quello che avete scoperto.

d. Se trovate una serie di curve che si comportano un po' come quelle mostrate nella Fig. 4-24, avete trovato un dispositivo con una resistenza intrinseca di

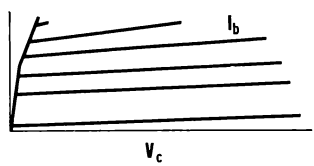


Fig. 4-24. Curve che mostrano la presenza della resistenza intrinseca di collettore.

collettore alta, oppure una resistenza intrinseca d'emettitore alta (o entrambe). Prendete uno dei migliori dispositivi (con la tensione di saturazione apparente più piccola) e inserite una resistenza pseudo-intrinseca, prima nel lato dell'emettitore, poi, nel lato del collettore.
Osservate come si comportano le curve e spiegate i risultati.

Se la resistenza intrinseca di emettitore è alta, sarà sostanzialmente ridotta ad una misura della efficienza della transconduttanza per unità di corrente.

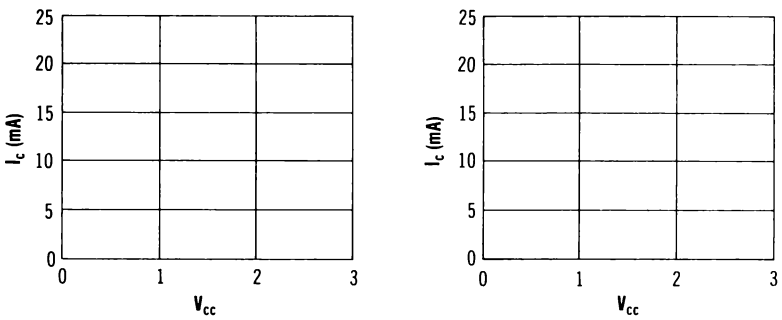
Il valore approssimativo della resistenza effettiva può essere determinato dall'equazione:

$$r_e = \frac{(y_f - y_{f'} - y_i\, y_{f'}\, r_{b'})}{(y_f\, y_{f'})} \qquad \text{(Eq. 4-15)}$$

dove, sotto iniezione normale,
y_f è 39 mho per ampere,
$y_{f'}$ è il valore apparente (come misurato con le tecniche descritte sopra).

Se $y_{f'}$ è praticamente uguale a y_f allora sia $r_{e'}$ che $r_{b'}$ sono trascurabili. fino a quando il livello della corrente non oltrepassa circa il 10 ÷ 20% del massimo, l'effetto di $r_{b'}$ sarà piccolo e il termine che lo comprende può essere probabilmente trascurato. L'effetto di $r_{b'}$ sul guadagno di stadio si dimostrerà, similmente, trascurabile paragonato all'effetto di R_e o $r_{e'}$ (in ogni caso dove uno di questi è significativo). Solo alcuni ohm nel ritorno di emettitore possono tagliare il guadagno globale di un fattore 5 o 10. Nell'assenza di una significativa resistenza intrinseca di collettore o di emettitore, la tensione ai capi della porta emettitore-collettore in condizioni di saturazione, tipicamente sarà una frazione di volt (vi potete aspettare questo anche con dispositivi di potenza). Un'interruzione significativa nella pendenza della linea di saturazione è un avvertimento di una di queste condizioni.

e. Quando la dissipazione di potenza nel chip si avvicina al valore stimato, gli andamenti riportati sul caratteristigrafo si apriranno e mostreranno isteresi. (Il tracciato di ritorno alla tensione zero seguirà un cammino ad una corrente più alta che il tracciato alla tensione massima). Il caricamento capacitivo può anche mostrare questo effetto, ma sarà presente su tutti gli andamenti, e non solo su quelli all'ingresso di potenza massima. C'è una tendenza tipica secondo la quale gli andamenti curvano verso la corrente



(A) Grafico 1 (B) Grafico 2

Fig. 4-25. Grafico per l'Esperimento 3, Passo 1.

più alta, in condizioni d'alta dissipazione. Questo fenomeno è tipico dei transistori bipolari, ma è meno prevalente con i dispositivi ad effetto di campo. È una delle importanti ragioni perchè questi dispositivi sono inclini a quasti catastrofici sotto pesante caricamento, ed è un'altra importante ragione perchè è vitale l'uso di un valore minimo della tensione di alimentazione del collettore compatibilmente con l'operazione richiesta.

f. La ricerca della resistenza intrinseca dovrebbe essere fatta con una tensione d'alimentazione del collettore ridotta e con una sensibilità aumentata sull'asse di display della tensione sul vostro oscilloscopio. I disegni delle curve che ottenete dovrebbero essere riportati sui grafici dati nella Fig. 4-25, insieme all'interpretazione della causa della resistenza intrinseca di base, emettitore o collettore.

Passo 2

Se non avete accesso ad un caratteristigrafo è utile simularne uno. Preparate la scheda senza saldature secondo il circuito mostrato nella Fig. 4-26. L'alimentazione di tensione sweep del collettore deve essere usata per fare funzionare il transistore in questa configurazione, e l'uscita di tensione dovrebbe essere controllata da un trasformatore variabile. Un pulsante viene utilizzato per generare una delle curve tipiche di sweep; quando è rilasciato, riapparirà l'andamento di corrente di base zero. In breve, questa disposizione vi dà un modo per guardare le forme d'onda di sweep come quelle che sono generate con un tester Tektronix ma,

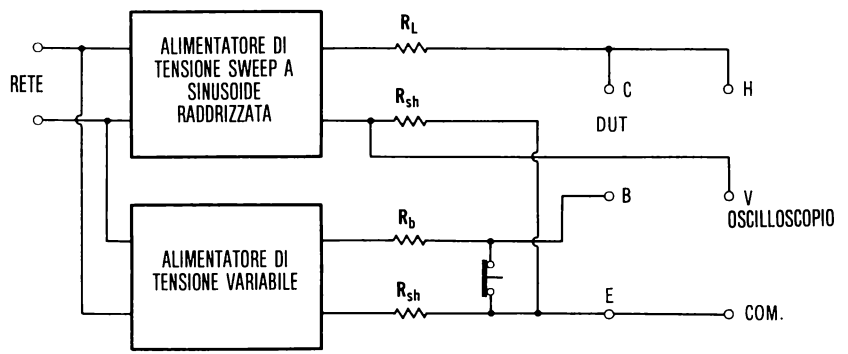
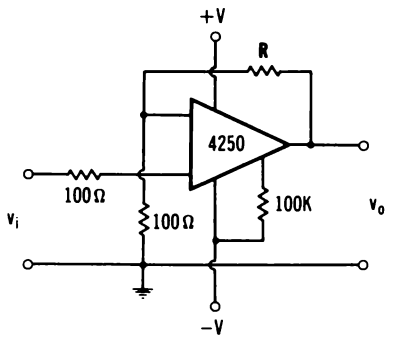


Fig. 4-26. Circuito per la prova della tensione di sweep dei transistori.

una alla volta, in confronto all'andamento di corrente zero. Dovrete prendere la lettura della corrente dal ritorno di emettitore perchè, altrimenti, avreste un difficile problema di differenziazione nell'amplificatore di corrente. Far ritornare l'alimentazione di polarizzazione di base dall'emettitore piuttosto che dal ritorno di emettitore, come è indicato nel diagramma, vi permetterà di evitare la degenerazione rispetto alla base. Comunque, dovete prendere ancora il punto di riferimento all'emettitore. Significa che sarà invertita la forma d'onda di corrente per la corrente di collettore. È tuttavia saggio minimizzare la caduta di tensione ai capi dello shunt di misura della corrente per minimizzare i problemi di accoppiamento. È meglio mantenere la tensione massima ai capi dello shunt, inferiore a 5 millivolt. Come risultato, vorrete probabilmente inserire un amplificatore booster tra lo shunt e l'ingresso dell'oscilloscopio. Un'amplificatore operazionale basato



NOTA: PER K_v = 100, R = 10KΩ
PER K_v = 10, R = 1KΩ

Fig. 4-27. Amplificatore ausiliario che impiega un amplificatore operazionale LM4250.

sull'LM4250 IC, dovrebbe essere ideale se regolato da elevare la tensione di circa mezzo volt. Il circuito per tale amplificatore è mostrato nella Fig. 4-27. Il vantaggio di questo amplificatore è che può essere alimentato da quattro batterie da 1,5 volt e, se usate celle "D", può funzionare per anni senza essere spento. Probabilmente troverete questo amplificatore utile in una varietà di problemi di misurazione, sia con il vom o dvm, che con l'oscilloscopio.

Come nella precedente trattazione, il valore della resistenza scelta per R_L dovrebbe essere sufficiente da mantenere la tensione massima (a corrente alta) in modo da oltrepassare metà della tensione massima d'alimentazione. Di nuovo, eccetto quando arriva alla saturazione, la tensione d'alimentazione massima dovrebbe essere un po' inferiore della tensione alla quale l'andamento di polarizzazione della corrente zero lascia l'asse. Quando state esaminando le caratteristiche di saturazione, dovrebbe essere meno di 5 volt.

Passo 3

Lo scopo del pulsante nella Fig. 4-26 è di mantenere inattivo il transistore fino a che non siate pronti a farlo funzionare. La prima prova esige che R_b sia infinito (circuito aperto). Questo fa funzionare il dispositivo nella configurazione di base aperta, e traccia la curva di corrente di base zero normale che vedrete quando userete un caratteristigrafo. Mentre diminuite il valore di R_b dalla resistenza infinita, traccerete una serie di curve come quelle tracciate con un caratteristigrafo tradizionale.

Per fare una prova, premete il pulsante momentaneamente per applicare un segnale alla base del transistore. Regolate il valore di R_b gradualmente a valori più bassi, aumentando la corrente del dispositivo. In questo modo, potete osservare una serie di andamenti della corrente di base tipici come potrebbero essere osservati su un caratteristigrafo. È consigliato che proviate in questo modo una serie di transistori, proprio come è richiesto nel Passo 1c. Registrate delle note sul comportamento di ogni dispositivo, e identificate ciascuno in modo da poterlo trovare di nuovo. Avete trovato dei dispositivi con perdite elevate? Ce ne sono alcuni con resistenza intrinseca alta? Ce ne sono alcuni che hanno dimostrato d'essere termicamente sensibili? Registrate di seguito i risultati.

Passo 4

Prendete un campione di ogni tipo di transistore che avete separato (npn, pnp, germanio silicio, con alta perdita, con alta resistenza intrinseca, ecc), e tracciate una serie di curve. Registrate questi dati. Potreste avere il desiderio di commentare questo modo di fare le prove.

Passo 5

Completate la valutazione dei vostri dispositivi di prova come descritto nei Passi 1e ed f. Ricordate che quando state misurando dispositivi che hanno sia la tensione che la corrente relativamente alte, è meglio se usate diversi impulsi brevi invece di uno lungo. Quando state esaminando la regione di saturazione mantene-

te la tensione di alimentazione sotto i 4 o 5 volt di cresta. Dal momento che state usando una tensione sinusoidale raddrizzata, la potenza che è dissipata è un poco inferiore di quanto potrebbe indicare la tensione massima. (Potete variare questa alimentazione per fornire solo una mezza onda se desiderate aumentare la possibilità di fare un test a piena potenza ma in un periodo più breve).

Passo 6

Poichè gli attuali caratteristigrafi Tektronix non forniscono andamenti d'ingresso sulla base della tensione di base o della tensione di collettore, il nostro prossimo test esaminerà le caratteristiche delle curve d'ingresso con sweep. Faremo questo test sia nei confronti della tensione di collettore che della corrente di collettore, in modo che potrete usare entrambe le presentazioni che vi piacciono; sospettiamo che preferiate la presentazione della tensione. Comunque, per prima cosa, abbiamo bisogno di escogitare una maniera di rilevare gli andamenti della tensione di base, in modo tale che possiamo vederli chiaramente

Ci sono diverse tecniche che possono essere usate per questo. Se il vostro oscilloscopio ha abbastanza range di controllo nelle posizioni di sweep orizzontale e verticale, potete anche non aver bisogno di un mezzo per ridurre in questo circuito la grandezza statica della tensione. Comunque, vi suggeriamo di disporvi ad usare un riferimento come il riferimento a bassa tensione Intersil ICL8069. Usate un potenziometro a multigiri, con una derivazione ai capi dell'ingresso, come sorgente di equilibrio. Questi dispositivi possono essere fatti funzionare da una batteria per transistor da 9 volt, e dovrebbe dimostrare d'avere per questo scopo, più della stabilità adeguata. Essa è collegata in serie con il morsetto della base del transistore collegato all'oscilloscopio, ed è regolata per equilibrare il livello desiderato della polarizzazione statica. (Il vecchio modello di caratteristigrafo Tektronix 575 può essere modificato per fornire questa stessa caratteristica).

L'ingresso dell'amplificatore che è usato per misurare la tensione di base è equilibrato. È facile combinare un potenziometro di bilanciamento in questo

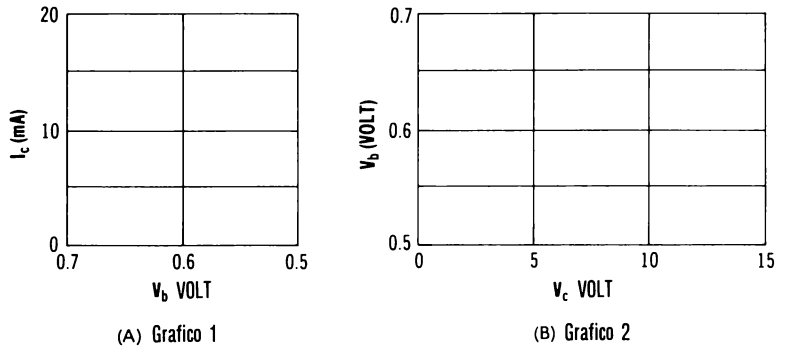


Fig. 4-28. Curve caratteristiche d'ingresso per un transistore tipico.

terminale che può applicare una tensione equilibratrice positiva o negativa. È richiesto un interruttore che vari la polarità, ma le tensioni di generatore, con le regolazioni adeguate, sono disponibili all'interno dello strumento.

Una volta che è installata una disposizione di tensione di offset, le curve possono essere riportate graficamente o in funzione della tensione di collettore o della corrente di collettore. Noi vi consigliamo di farlo e includiamo un campione di ognuno su uno dei transistori che avete provato. Riportate le curve sui grafici dati nella Fig. 4-28.

Passo 7

Spiegate con le vostre parole quale credete sia l'importanza di questa serie di prove per imparare ad usare gli amplificatori a transistori.

Usando il materiale elettronico disponibile, queste prove hanno mostrato che potete imparare la maggior parte delle cose piuttosto difficili che avete bisogno di sapere per risolvere problemi di valutazione dei transistori. Vi hanno fatto vedere come localizzare la maggior parte delle importanti caratteristiche e proprietà in modo che possiate generalmente giudicare accuratamente cosa accadrà quando mettete un determinato dispositivo in un circuito. Inoltre, vi permetteranno di giudicare se la qualità dei dispositivi di produzione in funzione vi darà problemi nella maggior parte delle configurazioni del circuito. Queste prove avrebbero dovuto mostrarvi anche come localizzare le deficienze comunemente incontrate ed i difetti in modo da evitarne le conseguenze.

Passo 8

Ripetete i test precedenti con numerosi dispositivi in modo tale da essere ragionevolmente sicuri di avere familiarizzato con le risposte alle varie prove sia dei transistori npn che pnp. Inoltre, dovreste essere ragionevolmente sicuri di poter applicare con successo quello che avete imparato costruendo amplificatori.

ESPERIMENTO 4

Progettiamo un Amplificatore!

Questo esperimento può essere fatto usando uno qualsiasi dei dispositivi che avete provato fino ad ora. Infatti, fate questo esperimento con almeno un campione per tipo. Dovete imparare cosa può insegnarvi questo esperimento per essere sicuri di esservi imbattuti in tutti gli effetti curiosi, ma piuttosto comuni, che avvengono con questi dispositivi. Poi quando li rivedrete, sarete in grado di riconoscerli e usarli a vostro vantaggio.

Il primo amplificatore che farete sarà un tipo a carico resistivo. (La maggior parte dei circuiti di prova sono stati amplificatori di qualche tipo). Avrete bisogno di provare l'amplificatore in una configurazione a guadagno di tensione e, ancora in una configurazione a guadagno di corrente in modo che possiate verificare tutti i fenomeni che abbiamo trattato. Dovrete anche sottoporre il circuito ad alcuni dei suoi "compiti" in modo che saprete cosa fare in caso di guai - se distorce troppo, se carica troppo la sorgente del segnale, o qualsiasi altra cosa che vi potrebbe sorprendere.

Prima d'iniziare l'esperimento è meglio sia discusso un punto molto importante. Se un amplificatore a transistori sta fornendo un segnale ad un'altro, il secondo amplificatore è usato come amplificatore di tensione, quando è usato come amplificatore di corrente?

È solo questione della corrente del segnale disponibile. Se c'è abbastanza corrente di segnale generata dall'amplificatore di ingresso per fornire il segnale d'ingresso richiesto al secondo stadio senza causare nessun effetto significativo alle caratteristiche dell'amplificatore d'ingresso, l'amplificatore d'ingresso sta funzionando come generatore di tensione. Sotto queste condizioni l'impedenza effettiva di sorgente che l'amplificatore d'ingresso presenta al secondo amplificatore è sostanzialmente inferiore a quella di ingresso. Comunque, la combinazione sta funzionando come un amplificatore di corrente se l'effettiva impedenza di sorgente dell'amplificatore d'ingresso è significativa o grande rispetto all'impedenza d'ingresso del secondo amplificatore. È proprio così semplice. Il collettore dell'amplificatore di sorgente o d'ingresso agisce come un generatore di corrente, così com'è. A meno che l'impedenza di carico che vede sia abbastanza bassa da imporgli di fornire una corrente di segnale superiore a quella necessaria per attivare l'amplificatore successivo, l'elemento generatore di corrente prevale, ed infatti l'amplificatore è un amplificatore di corrente. L'amplificatore a basso guadagno di tensione richiede una sostanziale corrente di segnale dal transistore di sorgente e come risultato sarà generalmente disponibile, per l'amplificatore successivo, più della corrente sufficiente. Comunque se non c'è, la combinazione è un amplificatore di corrente; altrimenti, è un amplificatore di tensione.

Passo 1

Scegliete un transistore npn che non avete ancora usato, e misurate la corrente di base richiesta per causare il flusso di 2 milliampere di corrente di collettore. Poi, cablate il circuito mostrato nella Fig. 4-29 sulla vostra scheda senza saldature. In questa prova, varierete la tensione di alimentazione del collettore e la resistenza di carico di uscita in modo che le variazioni della polarizzazione possano cambiare la piena tensione di collettore con la variazione della corrente da zero a 2 milliampere. Poi, introdurrete un piccolo segnale nella base. Usate una sinusoide a frequenza variabile di circa 5 millivolt di ampiezza.

Per le varie tarature della corrente, trovate la frequenza a 3 dB alla quale diminuisce il guadagno di tensione all'aumentare della frequenza. (Può variare un

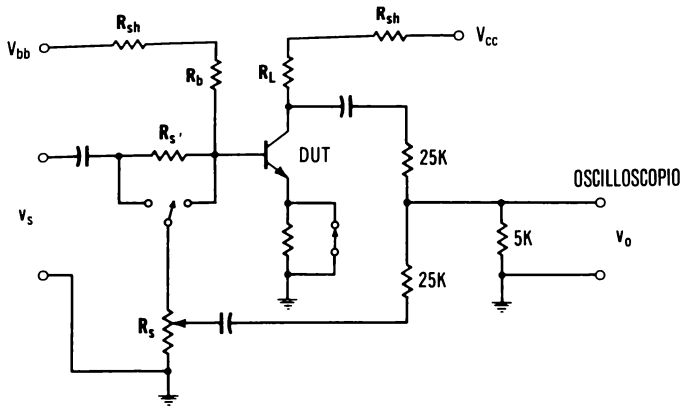


Fig. 4-29. Circuito di prova di amplificatori a transistori.

po' con la corrente di collettore). Ad ogni punto, prima di iniziare le variazioni di frequenza, dovrete stimare l'approssimativa resistenza d'ingresso effettiva nel percorso del segnale. Usate una resistenza in serie con la sorgente del segnale. Registrate i dati nella Tabella 4-7.

Passo 2

Scegliete un gruppo di tensioni di collettore da usare nelle prove; per esempio, 12 volt, 6 volt e 3 volt. Scegliete una serie di resistenze di carico da usare con queste prove, mettendo a punto il valore massimo tramite l'equazione:

$$Z_{Lmax} = \frac{|V_{cc}|}{2\ |I_{cmax}|} \qquad \text{(Eq. 4-15)}$$

Una buona serie di impedenze da usare sarebbe il valore massimo, metà, un quarto e possibilmente, un ottavo del massimo. Quando il guadagno s'avvicina all'unità (quasi la corrente totale), avete raggiunto un valore sufficientemente piccolo. In ogni caso, misurate l'impedenza d'ingresso tramite l'uso della tensione di generatore di riferimento e la tensione di base e della resistenza in serie d'ingresso nota, nei termini dell'equazione:

$$y_i = \frac{(v_s - v_b)}{v_b R_s} \qquad \text{(Eq. 4-16)}$$

Questo può essere controllato usando un potenziometro per R_s e regolando il suo valore in modo che v_b sia metà di v_s. Poi il prodotto di R_s e y_i deve essere l'unità. Registrate i dati insieme con i guadagni di tensione nelle Tabelle 4-8 e 4-9.

Con uno di questi amplificatori, ora dovreste vedere chiaramente come varia

Tabella 4-7. Dati per l'Esperimento 4, Passo 1

I_c				
V_c				
ω				
v_s				
v_b				
v_o				
ω				
v_s				
v_b				
v_o				
ω				
v_s				
v_b				
v_o				
ω				
v_s				
v_b				
v_o				

Tabella 4-8. Dati per l'Esperimento 4, Passo 2

V_{cc}				
R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
I_b				
v_s				
v_b				

v_o				
K_v				
R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
I_b				
v_s				
v_b				
v_o				
K_v				

Tabella 4-9. Altri Dati per il Passo 2

R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
I_b				
v_s				
v_b				
v_o				
K_v				
R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
I_b				
v_s				
v_b				
v_o				
K_v				

l'amplificazione con la polarizzazione e perchè è necessario conoscere che i transistori non sono veramente lineari. Nel prossimo passo, con questi dati farete altri calcoli. È importante che il valore di v_b sia abbastanza piccolo da evitare la distorsione.

Passo 3

Come avete ripetutamente notato, è necessario che tutte le forme d'onda di tensione del segnale siano essenzialmente le stesse. Altrimenti, l'analisi diventa troppo complessa da trattare in ogni modo, tranne l'approccio all'approssimazione a guadagno di corrente. Questo non è realmente una limitazione, dal momento che non potete veramente definire nessuna delle correnti o tensioni a meno che non siano sinusoidali o in altri schemi identificabili.

Avete dati sufficienti nelle Tabelle del Passo 2 per calcolare il guadagno di corrente di piccolo segnale, il guadagno di corrente in cc, il guadagno di tensione e la transconduttanza. L'equazione per il guadagno di corrente assume la forma:

$$K_i = \frac{|v_o| R_s}{|v_s| R_L} \qquad \text{(Eq. 4-17)}$$

Tabella 4-10. Dati per il Passo 3

V_{cc}				
K_i				
K_v				
y_f				
K_i				
K_v				
y_f				
K_i				
K_v				
y_f				
K_i				
K_v				
y_f				

In un modo simile, la conduttanza in diretta o la transconduttanza può essere determinata con l'equazione:

$$y_f = \frac{|v_o|}{|v_b|\ R_L} \qquad \text{(Eq. 4-18)}$$

La grandezza del guadagno di tensione può essere ottenuta moltiplicando per R_L. Registrate i dati sul guadagno di corrente e di tensione e sulla conduttanza in senso diretto nella Tabella 4-10, registrando ogni valore nel proprio ordine e colonna.

Passo 4

Quale guadagno volete dal vostro amplificatore? Chiaramente, la tensione di uscita totale disponibile dal vostro amplificatore è una funzione sia della corrente di segnale generata nel tranistore che della impedenza di carico. Se l'impedenza di carico è controllata da R_L, piuttosto che dall'impedenza d'ingresso in effetti allora, potete controllare le caratteristiche d'ingresso dello stadio successivo e lo stadio opererà come un amplificatore di tensione. Comunque, se il valore di R_L eguaglia oppure oltrepassa il valore dell'impedenza d'ingresso dello stadio successivo, allora il comportamento di questo amplificatore diventa totalmente dipendente dalle caratteristiche di quello stadio successivo, ed avrete un amplificatore di corrente che ha un guadagno sconosciuto. Per scopi pratici, potete dire che la corrente da un amplificatore è alimentata direttamente nell'ingresso dell'amplificatore successivo e la tensione del circuito dipende dall'impedenza dell'amplificatore successivo. In breve, gli amplificatori di corrente non sono così desiderabili come si potrebbe sperare.

Per verificare questo, prendete una delle configurazioni di amplificatore con una delle resistenze di carico più grandi che avete usato nei Passi 2 e 3, e accoppiategli in modo capacitivo, una resistenza di carico, facendo ritornare il terminale del resistore all'alimentazione negativa. Scegliete valori di resistenza che siano quattro volte, due volte, uguale, un mezzo ed un quarto della resistenza di carico nominale, ed osservate l'effetto sul guadagno di corrente. Scegliete i punti tipici e registrate i dati nella Tabella 4-11. (La resistenza R_L, è la resistenza di carico aggiunta).

Tabella 4-11. Dati per il Passo 4

R_L				
R_L'				
K_v				
K_v'				
R_L				
R_L'				
K_v				
K_v'				

Nella Tabella 4-11, i valori senza apice sono i valori senza carico addizionale, mentre i valori con apice si rivolgono alla resistenza addizionale ed al guadagno di tensione. Discutete i risultati

Si nota una variazione relativamente piccola fino a quando la resistenza addizionale ha un grosso valore quando è paragonata al carico stesso. Comunque, il guadagno di corrente degrada malamente quando il carico eguaglia o è inferiore alla resistenza di carico nel terminale di collettore.

Come supplemento a questo esperimento, dovreste trovare interessante accoppiare due amplificatori sotto severe condizioni di carico. Per prima cosa, usate una coppia di transistori npn e, poi, un transistore npn seguito da un transistore pnp. In questo caso, permettete che l'amplificazione nel primo amplificatore sia di valore sufficiente a condurre il secondo amplificatore nella regione non lineare. Registrate i risultati che avete osservato.

Passo 5

A questo punto sarebbe interessante cercare ed introdurre qualche degenerazione di emettitore. Sono suggeriti 10 o 12 Ω di resistenza se il circuito sta usando la corrente di collettore massima di 2 milliampere. Misurate di nuovo la corrente, la tensione, ed i dati per il guadagno di tensione del circuito. Disponete i risultati nelle Tabelle 4-12 e 4-13, e spiegate le ragioni dei risultati che ottenete.

Tabella 4-12. Dati per l'Esperimento 4, Passo 5

V_{cc}				
R_s				
R_L				
V_c				
I_c				

Nuovamente, la tensione di segnale sviluppata ai capi del resistore di emettitore diminuisce il segnale effettivo d'ingresso dalla base all'emettitore, e la tensione di segnale sviluppata ai capi del resistore lineare riduce la non linearità effettiva nel transistore. La tensione di segnale d'ingresso v_s come conseguenza, può essere aumentata in grandezza e la linearità globale è significativamente migliore di prima, sia nel modo operativo a guadagno di corrente o di tensione.

I_b				
v_s				
v_b				
v_o				
K_v				
K_I				
R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
I_b				
v_s				
v_b				
v_o				
K_v				
K_I				

Tabella 4-13. Altri Dati per il Passo 5

R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
I_b				
v_s				
v_b				
v_o				
K_v				
K_I				
R_s				
R_L				

V_c				
I_c				
I_b				
v_s				
v_b				
v_o				
K_v				
K_i				

Passo 6

È interessante sapere come il modo di funzionamento interessi la risposta di frequenza del vostro amplificatore. Per questo scopo, scegliete una serie di condizioni di prova per scoprire come il modo operativo e come la capacità (dal collettore alla base) interessano le caratteristiche di frequenza globali dell'amplificatore. Per questa ragione, scegliete differenti guadagni di corrente o tensioni globali, con o senza la degenerazione di emettitore. Per vostra utilità ricordatevi che l'effettiva capacità d'ingresso-uscita (o Miller) in funzione del guadagno di tensione è data dall'equazione:

$$C_{eff} = (1 + |K_v|)\, C_{bc} \qquad \text{(Eq. 4-19)}$$

dove,

C_{bc} è la capacità base-collettore,

C_{eff} è l'effettivo valore della capacità.

Dovreste notare che, sia nel caso che l'amplificatore funzioni nel modo a guadagno di corrente o nel modo a guadagno di tensione, la correzione per questa capacità *deve* essere fatta nei termini del guadagno di tensione base-collettore reale, che ha segno negativo. (Ecco il motivo delle barre di valore assoluto mostrate nell'Equazione 4-19; in senso stretto il segno dovrebbe essere negativo, e le barre di valore assoluto potrebbero essere omesse). Effettivamente, questa capacità è in parallelo con l'ingresso del transistore e per questa ragione deve essere aggiunta all'ammettenza d'ingresso come un elemento di perdita. Registrate i dati sul progetto revisionato nelle Tabelle 4-14 e 4-15.

Cosa avete imparato sugli amplificatori e l'effetto di degenerazione sulle risposte di frequenza? In queste tabelle, il valore di "f" dovrebbe essere in ogni caso la frequenza d'angolo, oppure a 3 dB.

Naturalmente, potete aggiungere più capacità dalla base al collettore e vedere cosa succede. Ci dovrebbe essere abbastanza spazio nelle tabelle per registrare i dati addizionali. Inizialmente, vi suggeriamo di scegliere frequenze che distano circa una decade fino a che non trovate dov'è la frequenza d'angolo. Poi potete usare incrementi più piccoli fino a quando raggiungete il punto approssimativo a 3 dB. Potreste trovare interessante provare una resistenza di carico di circa 1500 Ω

Tabella 4-14. Dati per l'Esperimento 4, Passo 6

V_{cc}				
R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
f				
v_s				
v_b				
v_e				
v_o				
K_v				
K_I				
R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
f				
v_s				
v_b				
v_e				
v_o				
K_v				
K_I				

Tabella 4-15. Altri Dati per Il Passo 6

R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
f				
v_s				
v_b				
v_e				
v_o				
K_v				
K_i				
R_s				
R_L				
V_c				
I_c				
f				
v_s				
v_b				
v_e				
v_o				
K_v				
K_i				

con un'alimentazione di 10 volt, e una resistnza di carico di circa 220 Ω con una alimentazione di 4 volt. Potete ottenere una stima del valore di C_{bc} usando l'equazione:

$$C_{bc} = (1/2\,\pi)\,(1/f_1 - 1/f_2)\,\{(1-K_1)\,R_{L1} - (1-K_2)\,R_{L2}\} \qquad \text{(Eq. 4-20)}$$

dove, f_1 e f_2 sono le frequenze d'angolo a 3 dB dei punti a 3 dB appropriati per i guadagni corrispondenti e le resistenze di carico.

Passo 7

Ripetete le prove precedenti con un transistore pnp per vedere se trovate qualcos'altro d'interessante. Attenti particolarmente ai paralleli e alle differenze. Registrate i dati nelle Tabelle 4-14 e 4-15. Riassumete qui le conclusioni.

Potete aspettarvi d'ottenere con i transistori pnp, risultati che sono simili a quelli ottenuti con i transistori npn. La frequenza d'angolo per un transistore completamente equivalente sarebbe forse del 30% più bassa di quella per il transistore npn, ma non potete realmente predire le equivalenze così bene. La differenza più ovvia può essere nel comportamento dell'efficienza di transconduttanza ad alte correnti di collettore.

Passo 8

Ripetete gli esperimenti precedenti usando dei transistori di potenza e alcuni transistori di potenza rf. Trattate e spiegate come si paragonano i risultati dei test con le misurazioni che fate. Usate fogli di carta separati per preparare una tabella dati per i risultati, scegliendo i parametri che desiderate usare. Includete la trattazione sulla carta con la tabella dei dati.

ESPERIMENTO 5

Amplificatori ad Accoppiamento a Trasformatore

Lo scopo di questo esperimento è di determinare come interagiscono i trasformatori ed i transistori negli amplificatori ad accoppiamento a trasformatore. Per questo motivo, dovete installare un amplificatore a due transistori, con l'amplificatore di ingresso in grado di essere fatto funzionare o come un generatore del segnale di corrente oppure un dispositivo generatore di segnale di tensione. L'interstadio deve essere disposto in modo tale che la polarità d'ingresso alla base del secondo amplificatore può essere invertita. L'uscita dal secondo transistore sarà presa da una resistenza di carico nel suo circuito di collettore, come mostrato nella Fig. 4-30. In questo esperimento sarà molto utile l'oscilloscopio, dato che avrete bisogno di essere in grado di esaminare i segnali in diversi punti nel circuito. Un interruttore rotante si dimostrerà molto utile nel darvi l'accesso al generatore di sorgente, e ai punti d'ingresso e d'uscita su entrambi gli stadi dell'amplificatore.

Passo 1

Cablate il vostro circuito sulla scheda senza saldature secondo lo schema di circuito riportato nella Fig. 4-30. I punti d'osservazione dell'oscilloscopio sono identificati con le lettere maiuscole - A, B, C, ecc. Poi, segnate le polarità di segnale

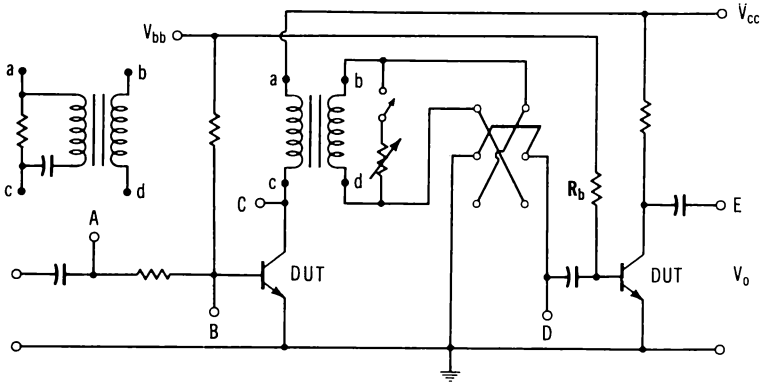


Fig. 4-30. Schema di amplificatore a transistori.

sull'interruttore invertitore usato per invertire la polarità del segnale nella base del secondo transistore. Segnate la polarità (che polarizzerà la base del transistore in senso diretto quando la corrente è massima nel primario) come diretta e, poi, segnate l'altra posizione come inversa in modo che possiate distinguerle. Potete determinare questo stato usando il segnale d'ingresso del trasformatore come sorgente per l'ingresso orizzontale al vostro oscilloscopio. Scoprite qual è il morsetto sul secondario a massa, per avere un'uscita negativa quando l'ingresso del segnale è positivo. Se invece di usare entrambi i transistori npn e pnp, ne usate solo uno, allora, tutti e due dovrebbero essere positivi allo stesso tempo.

È utile essere in grado di pilotare il transistore d'ingresso nel modo a corrente o nel modo a tensione. L'interruttore all'ingresso vi permetterà di fare questa variazione, e una volta che il potenziometro è calibrato, vi può aiutare a stimare l'effettiva impedenza d'ingresso del transistore d'ingresso. Comunque, non potete veramente usare questo per aiutarvi ad ottenere il guadagno di corrente dell'amplificatore d'ingresso, siccome il suo carico è un transistore il cui ingresso è altamente non lineare. Poichè il trasformatore ha un'impedenza d'ingresso che è totalmente dipendente dall'impedenza di ingresso della base del secondo transistore, la non linearità è rimossa nel circuito di collettore. Questo rende difficile la determinazione della corrente di segnale in quel punto. Comunque, siccome avete una resistenza di carico nota nello stadio d'uscita, potete ottenere una stima del guadagno di corrente globale ed il guadagno di tensione per i due stadi. Un possibile trasformatore interstadio per questo esperimento è l'"Archer" numero 273-1378. Comunque, sarà soddisfacente ogni trasformatore equivalente.

Passo 2

Per prima cosa, preparate l'amplificatore come amplificatore di tensione. Poi, introducete la resistenza d'ingresso in serie necessaria per tagliare a metà il guadagno di tensione globale. Successivamente fate ritornare il circuito ad una sorgente di tensione, ed aumentate l'ampiezza d'ingresso fino al punto dove ottenete una percettibile distorsione nell'uscita. Commutate nel modo a guadagno di corrente, e regolate ancora il livello d'ingresso del segnale fino a che non ottenete di nuovo un corrispondente ammontare di distorsione. È variato il livello di uscita? Spiegate ciò che avete osservato.

A bassa frequenza, avete probabilmente trovato di poter ottenere più uscita non distorta nella maniera a guadagno di corrente, ma la risposta di frequenza era molto più limitata. Poi, la grandezza dell'uscita varia molto di più da transistore a transistore di quando fate funzionare il circuito nel modo del guadagno di tensione.

Passo 3

Ora, invertite la polarità del segnale nel secondo transistore. Questo fa si che il secondo transistore assorba più corrente mentre il primo ne sta fornendo meno e viceversa. Variate l'ampiezza del segnale nell'amplificatore e paragonate la forma d'onda che ottenete con quella del Passo 2. Trovate l'amplificatore sensibile alla variazione di polarità? Annotate i livelli di tensione d'uscita ai quali si nota la distorsione con entrambe le configurazioni. Poi, costruite una curva di risposta in frequenza per l'amplificatore usando entrambe le configurazioni. (Per queste prove, la tensione di collettore, sotto condizioni statiche, dovrebbe essere circa un quarto della tensione di alimentazione per lo stadio). La curva della risposta in frequenza dovrebbe mostrare un guadagno globale in funzione della frequenza per lo stadio d'ingresso. Questo dovrebbe avvenire sia quando sta funzionando come amplificatore di corrente che quando sta funzionando come amplificatore di tensione con il secondario del trasformatore non caricato e, poi, con valori differenti di carico resistivo. Osservate le curve mostrate nella Fig. 4-31.
Dovrebbe essere fatto un tracciato separato per ogni polarità dell'invertitore. Dovreste anche determinare il livello di segnale che fa si che la distorsione diventi appena visibile per ogni frequenza, carico e valore di polarità. Registrate i dati nelle Tabelle 4-16 e 4-17 e riportate graficamente una curva di amplificazione in funzione della frequenza. Riportate anche una curva della tensione non distorta massima in funzione della frequenza per ogni serie di condizioni operative. Regolate R_{b1} per 1 mA di corrente di collettore nel transistore d'ingresso ed R_{b2} un

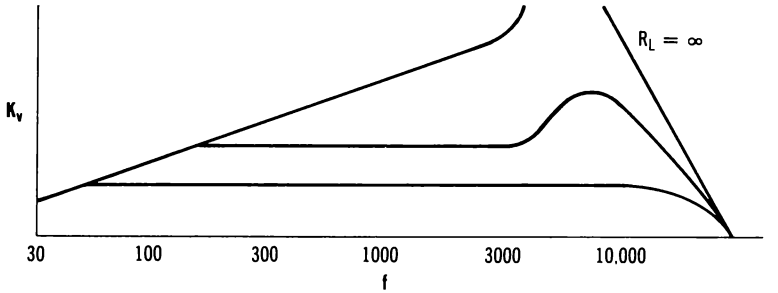


Fig. 4-31. Effetto del carico sulla risposta in frequenza del trasformatore.

Tabella 4-16. Dati per l'Esperimento 5, Passo 3

V_{s1}				
V_{b1}				
V_{o2}				
Sw(+/—)				
f				
R_{s1}				
R_{L1}				
R_{L2}				
V_{o2max}				
V_{s1}				
V_{b1}				
V_{o2}				
Sw				
f				
R_{s1}				
R_{L1}				
R_{L2}				
V_{o2max}				

poco oltre un milliampere, possibilmente 1,25 mA. Trovate sensibile a qualche frequenza la polarità del livello di distorsione? Se si, cerchiatele nella tabella con una penna rossa. Registrate i dati nelle Tabelle 4-16 e 4-17.

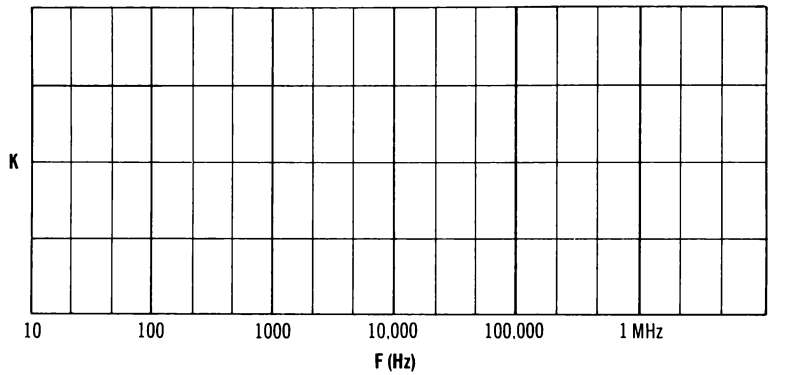
Tabella 4-17. Altri Dati per il Passo 3

V_{s1}				
V_{b1}				
V_{o2}				
Sw				
f				
R_{s1}				
R_{L1}				
R_{L2}				
V_{o2max}				
V_{s1}				
V_{b1}				
V_{o2}				
Sw				
f				
R_{s1}				
R_{L1}				
R_{L2}				
V_{o2max}				

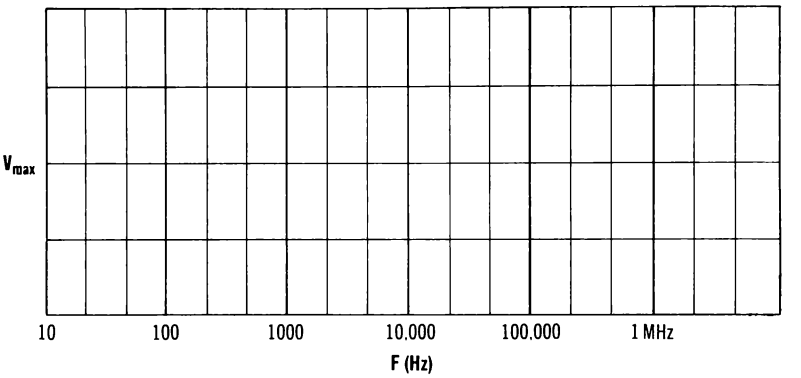
Riportate graficamente la risposta in frequenza ed i grafici di segnale massimo sui disegni dati nella Fig. 4-32. Registrate qui una trattazione dei risultati.

Dal momento che l'ampere-spire del segnale di uscita su un trasformatore deve eguagliare l'ampere-spire del segnale d'ingresso (più l'ampere-spire magnetizzante, che dovrebbe essere trascurabile per buoni risultati), ci si potrebbe aspettare che l'ampiezza del segnale alla quale si incontrano difficoltà sarà sostanzialmente

più piccola quando l'esigenza di corrente di carico d'uscita aumenta e la corrente del generatore di segnale diminuisce. Questo effetto sarà probabilmente molto più percettibile con microtrasformatori di quanto non lo sarà con trasformatori più



(A) Guadagno



(B) Ampiezza

Fig. 4-32. Grafici del guadagno e dell'ampiezza.

grandi. Si richiede molta attenzione nella prova per mostrare chiaramente questi effetti.

Passo 4

Potreste trovare interessante ripetere questo esperimento usando varie combinazioni di transistori, come un transistore npn che pilota un transistore pnp attraverso un trasformatore, un transistore npn che pilota un transistore npn, un transistore pnp che pilota un transistore pnp, o un transistore pnp che pilota un transistore npn. Descrivete e spiegate i risultati che avete ottenuto. Scegliete i dati che dobrebbero essere registrati e disponeteli in una tabella costruita su un foglio

di carta separato.

Avete probabilmente scoperto che la combinazione delle polarità che danno un'alta corrente di primario (nello stesso tempo che avete un'alta corrente di secondario) vi darà il migliore funzionamento globale e la forma d'onda migliore. Altrimenti, il tipo di dispositivo che scegliete introdurrà poca differenza.

Passo 5

Ora, dovreste valutare l'effetto della resistenza di carico secondaria sul trasformatore, e l'effetto sul funzionamento dell'amplificatore globale. Su questo fattore avete raccolto alcuni dati nel Passo 3. Questa volta dovreste raccogliere più dati. Dovreste rivedere il circuito dato nella Fig. 4-30 in modo da poter usare il circuito di disaccoppiamento in cc mostrato per isolare la componente cc della corrente di collettore da quella primaria del trasformatore. I trasformatori lavorano molto meglio con un minimo di corrente cc netta sia nel primario che nel secondario! Ripetete i test di risposta di frequenza e quelli di distorsione e vedete se le cose sono migliorate. Assicuratevi che i condensatori d'accoppiamento siano abbastanza grandi in modo che non limitino la risposta di frequenza sul terminale di bassa frequenza. Scegliete i dati che dovete registrare. Registrateli su un foglio di carta separato assieme ai dati che avete precedentemente registrato nella Fase 4. Discutete quello che avete imparato.

Il caricamento del trasformatore quando l'aumento nella corrente di carico è adattata tramite un aumento nella corrente di generatore e quando la corrente diretta è altrimenti equilibrata tramite disaccoppiamento, farà si che il trasformatore "pensi" di avere la componente cc uguale a zero, e porterà al miglior equilibrio di funzionamento globale. Il solo modo con cui può essere veramente equilibrato il caricamento sul trasformatore, è attraverso l'uso della degenerazione di emettitore, che ridurrà il caricamento e allo stesso tempo lo renderà molto meglio bilanciato. È sorprendentemente piccolo l'ammontare di degenerazione richiesta.

ESPERIMENTO 6

I Principi degli Amplificatori a Efficienza più Alta

Ci sono due tipi principali di amplificatori dalla efficienza più alta che tratterete, sebbene ci sia una gamma molto estesa di nuovi tipi, che sono stati sviluppati, basati sui transistori. I due tipi che saranno considerati qui sono: l'amplificatore di potenza audio in controfase (push-pull) e l'amplificatore rf in classe C. Entram-

bi questi tipi furono prima usati con i tubi elettronici. Gli stessi principi si applicano qui con molti dei tipi transistorizzati corrispondenti, in alcuni casi in forme un po' modificate.

L'amplificatore in controfase fondamentalmente usa un dispositivo attivo per sviluppare potenza per mezzo periodo, e un altro dispositivo per svilupparla per il resto del periodo. L'importante vantaggio nel fare funzionare in questa maniera un amplificatore è che può minimizzare l'ammontare di potenza assorbita da un tale amplificatore quando non c'è nessun segnale o un segnale molto piccolo. Comunque, quando si incontra un forte segnale può assorbire sostanziali quantità di potenza. Se si cerca di usare un transistore singolo in questa maniera, è necessario per prima cosa assicurarsi che il dispositivo sia propriamente linearizzato e, seconda, avere un ammontare sostanziale di potenza che scorre nel dispositivo in modo che può essere ottenuto un flusso di corrente in entrambe le direzioni (un aumento o una diminuzione). D'altra parte, quando sono usati un paio di dispositivi, prima può assorbire uno e poi l'altro. Possono essere ottenuti risultati esenti da distorsione, fino a quando la direzione del flusso di corrente dimostra d'essere il contrario da uno all'altro. Comunque è ancora richiesto il funzionamento lineare e, come risultato, la linearizzazione è di primaria importanza in entrambi i casi.

Ci sono due modi con cui i dati di un amplificatore in controfase possono essere riportati graficamente e ciascuno ha i suoi vantaggi. Il primo e più comune modo è di riportare graficamente l'uscita in funzione della tensione d'ingresso (o correnti), e il secondo è di riportare il guadagno di tensione o di corrente in funzione della variabile d'ingresso appropriata. I risultati sono abbastanza interessanti tanto che dovreste provare entrambi i metodi. (Se usate la tensione d'ingresso o la corrente d'ingresso, naturalmente dipende da come avete progettato i primi stadi facendo questo, non dovete dimenticare che uno spostamento disattento da un modo di funzionamento all'altro, può condurre a grosse quantità di distorsione).

Passo 1

Presumiamo che voi abbiate due transistori adattati, tutti e due aventi le curve di beta identiche (piccolo segnale) come nella Fig. 4-13. *Notate che vi abbiamo fornito la curva di beta in funzione della corrente "di base", non della corrente di collettore.* Questa curva è generalmente riportata graficamente in funzione della corrente di collettore e, come risultato, il processo che deve essere descritto è reso più difficile, se non impossibile, da fare al di fuori del laboratorio. Ecco come sono generalmente progettati questi amplificatori.

È utile avere una curva del beta in cc in funzione della corrente di base in aggiunta alla curva per il beta di piccolo segnale quando state usando tecniche di progetto per guadagno di corrente. Tipicamente, avete solo una curva, e questa è quasi sempre riportata graficamente in funzione della corrente di collettore. Per fare una conversione da una curva riportata in funzione della corrente di collettore, è necessario, per prima cosa, generare sia le curve del beta in cc che le curve del

beta di piccolo segnale in funzione della corrente di collettore. Poi, graduate di nuovo entrambe le curve usando la curva del beta in cc sopra una nuova ascissa di corrente di base. (Non è facile ed inoltre, non verrà trattato qui). L'alternativa è la tecnica del "Knob Twiddling" (girare la manopola) nel laboratorio a meno che non usiate le tecniche del guadagno di tensione.

Quando usate la base di progetto del guadagno di tensione, questo problema è considerevolmente semplificato. Il fatto che la transconduttanza è una funzione lineare nota della corrente di uscita, e che la transconduttanza globale può essere limitata ad un valore desiderato usando la degenerazione di emettitore, vi fornisce gli strumenti di cui avete bisogno per progettare su questa base. Dovete solo fornire una sorgente di segnale di tipo tensione al vostro amplificatore.

Passo 2

Dovete convertire una sorgente di segnale sinusoidale dell'ingresso di segnale in una tensione e corrente sinusoidale all'uscita dell'amplificatore sia se state facendo funzionare il generatore di corrente o il generatore di tensione. Sarà esaminato per primo il problema del generatore di corrente. È necessario scoprire come ottenere la richiesta uscita del segnale sinusoidale per i segnali piccoli e grandi all'ingresso. Per fare questo, è conveniente misurare l'amplificazione di piccolo segnale in funzione o della corrente di spostamento o della tensione di spostamento da un punto operativo statico scelto, e scegliere quel punto in modo da avere la migliore linearità di guadagno possibile. Come amplificatore di corrente, è importante trovare come varia l'amplificazione di corrente in funzione della corrente di spostamento da un punto statico selezionato. Sarà anche conveniente conoscere la corrente di collettore ad ogni punto di prova.

Per trovare il guadagno di corrente di piccolo segnale per ogni valore della corrente di base e di collettore, usate la tecnica che abbiamo descritto per misurare il beta ad ogni punto selezionato di funzionamento. Registrate ad ogni punto le correnti di base e di collettore. Il rapporto delle correnti di nuovo vi darà il beta in cc di cui potreste aver bisogno.

Per raccogliere i dati richiesti, registrate i dati di piccolo segnale che avete usato per misurare il guadagno di corrente, le correnti di base e di collettore, usando aumenti uguali della corrente di base. (Il fatto che stiate veramente misurando il guadagno di corrente di piccolo segnale, rende l'eguaglianza degli incrementi un po' meno critici, come l'interpolazione per regolare i valori del guadagno di piccolo segnale può essere fatta più esattamente di una interpolazione basata sui valori di corrente statici). Questi valori dovrebbero essere usati più o meno a cinque incrementi uguali fino ad usare la deviazione di polarizzazione massima. Poi, riportate graficamente la curva del guadagno di corrente in funzione dello spostamento di polarizzazione, ed avrete una curva del guadagno di corrente in funzione del segnale d'ingresso.

Idealmente, tutti i dispositivi dovrebbero spegnersi bruscamente quando la coppia di dispositivi s'accende bruscamente. Praticamente questo non è possibile,

così che la migliore prossima scelta è di cercare una regione di amplificazione crescente in modo uniforme e una seconda regione di amplificazione uniforme. Poi, il punto di funzionamento statico può essere scelto al punto "intermedio" della regione di amplificazione crescente e, come risultato, adattando due dispositivi che hanno le stesse caratteristiche renderà l'amplificazione costante molto strettamente a tutti i livelli di segnale.

Registrate nella Tabella 4-18 i dati che userete per cercare il punto di adattamento richiesto. Dovrete prendere i dati abbastanza strettamente uniti per portare a buon fine il punto di adattamento e poi quando avete quel punto, registrate i dati ad incrementi della corrente di base che sono più o meno uguali. (Fate lo stesso con il circuito amplificatore di tensione, ma basate le decisioni sulle tensioni e sulle amplificazioni di tensione). Vorrete una volta ancora i dati su I_b e I_c, e avrete bisogno dei dati della tensione di segnale a v_s, v_b, v_o. Potreste desiderare anche di avere i dati sulla tensione di base statica v_b, questo vi aiuterà a prendere decisioni sulla configurazione di tensione quando siete pronti a provare una procedura del progetto di tensione. Sulla base dei vostri dati, scegliete il punto che pensate possa

Tabella 4-18. Dati per l'Esperimento 6, Passo 2

I_b				
I_c				
V_b				
v_s				
v_b				
R_s				
v_o				
R_L				
I_b				
I_c				
V_b				
v_s				
v_b				
R_s				
v_o				
R_L				

essere il migliore da usare come punto di funzionamento statico. Spiegate le ragioni della scelta.

Riportate i dati sul grafico dato nella Fig. 4-33. Probabilmente avrete alcuni problemi nello scegliere un punto di funzionamento adeguato. Quello che in effetti state cercando è trovare la corrente di base per raggiungere una somma di amplificazione uniforme, punto per punto. Poichè il guadagno di corrente diminuisce, ma non s'avvicina a zero quando la corrente di base è diminuita, è difficile ottenere un adattamento appropriato nel migliore dei casi.

Non c'è niente che potete fare relativamente alla variazione del guadagno di corrente con la corrente di base eccetto che applicare la retroazione globale come mezzo di correzione del problema.

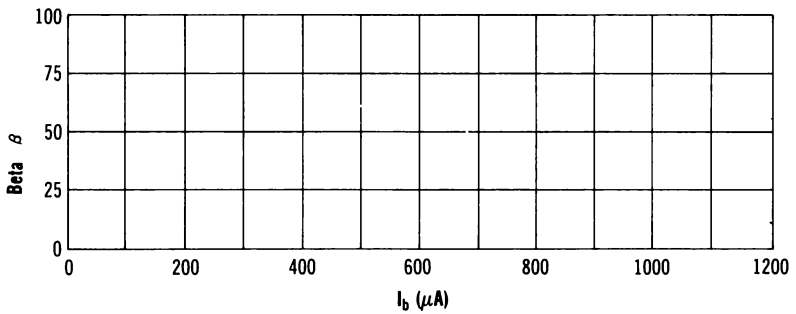
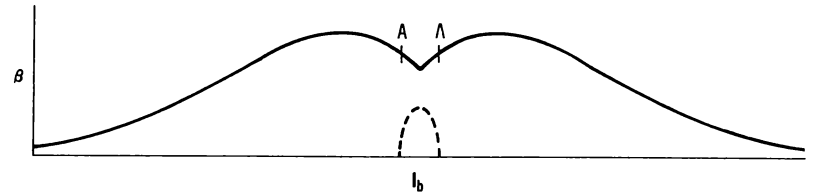


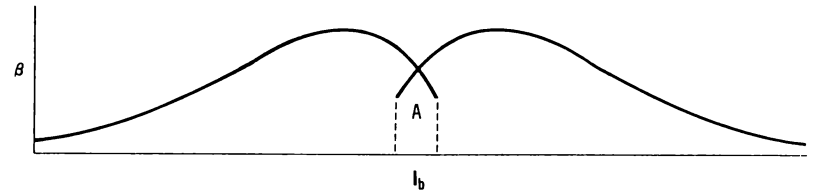
Fig. 4-33. Grafico per l'Esperimento 6, Passo 2.

Come esercizio per rinforzare questo nella vostra mente, cercate di riportare graficamente l'immagine a specchio della curva di beta in funzione di I_b. Vedete se potete ottenere curve come quelle mostrate nella Fig. 4-34. Riportate le curve sul grafico dato nella Fig. 4-33. Poi, sommate la curva e l'immagine usando valori differenti di corrente di base come punto di funzionamento statico. Spiegate i risultati delle vostre prove.

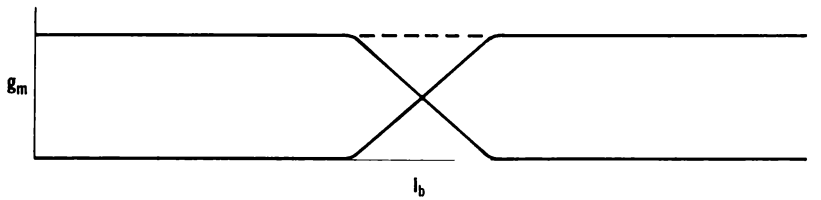
Non abbiamo potuto trovare un punto di adattamento veramente buono, eccetto che per corrente di base zero.



(A) L'adattamento del beta alla corrente di base zero.



(B) L'adattamento del beta con corrente di base "A".



(C) Adattamento di transconduttanza con degenerazione.

Fig. 4-34. Andamento tipico del beta in funzione della corrente di base.

Passo 3

Ripetete il processo precedente, in un primo tempo basato sul guadagno di tensione e nessuna degenerazione di emettitore e poi, con degenerazione. Con l'ultimo, scegliete la resistenza di emettitore per tagliare a metà l'amplificazione al punto di funzionamento selezionato a riposo. Potete controllare la distorsione ed

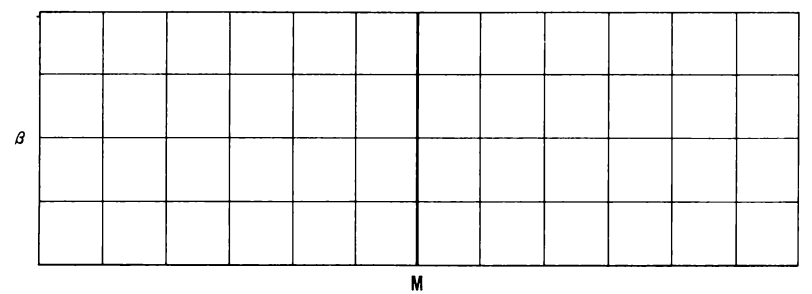


Fig. 4-35. Grafico con immagine a specchio per l'Esperimento 6.

operare soddisfacentemente in questo modo? Facendo questo, potete usare una resistenza di emettitore comune per i due transistori? Spiegate le vostre opinioni e poi provatele.

Per prima cosa, prendete i dati nel modo usuale. Quando provate la configurazione in controfase, regolate le correnti di collettore che devono essere bilanciate aggiustando le resistenze di controllo della corrente di base. Registrate i dati nelle Tabelle 4-19 e 4-20.

Tabella 4-19. Dati per l'Esperimento 6, Passo 3

I_c				
R_L				
V_b				
v_s				
v_o				
K_v				
I_c				
R_L				
V_b				
v_s				
v_o				
K_v				

Riportate un grafico di g_m, effettivo in funzione di V_b, con o senza la resistenza degenerativa d'emettitore. Usate il grafico dato nella Fig. 4-36. Noterete che per ottenere un comportamento controllato in maniera dolce, avete bisogno di operare nel modo a guadagno di corrente con una resistenza d'emettitore scelta propriamente. La resistenza d'emettitore può essere comune ai due stadi. Comunque, potete avere la maggior parte di essa comune con una piccola resistenza degenerativa indipendente addizionale, aggiunta ad ogni transistore per dare una piccola stabilizzazione indipendente. Un progetto può essere sviluppato, basandosi su questo tipo di configurazione che avrà una distorsione di attraversamento (crossover) piuttosto piccola.

Passo 4

Se desiderate valutare le proprietà di un transistore sulla base delle curve esistenti del guadagno di corrente rispetto alle curve della corrente di collettore, sarà necessario determinare i dati. Per determinare i dati, sarà estremamente utile

Tabella 4-20. Altri Dati per il Passo 3

I_c				
R_L				
R_e				
V_b				
v_s				
v_o				
I_c				
R_L				
R_e				
V_b				
v_s				
v_o				
K_v				

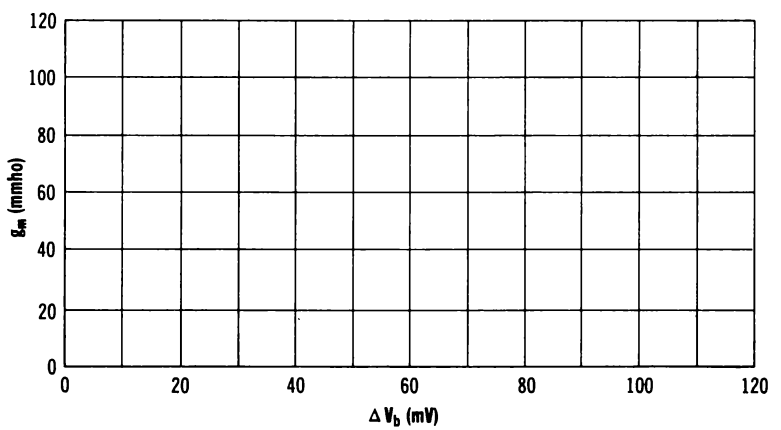


Fig. 4-36. Grafico per l'Esperimento 6, Passo 3.

generare gli stessi due tipi di curve che l'autore ha fornito per mostrare il beta in cc e di piccolo segnale in funzione della corrente di base. Spiegate come potreste fare questo.

La meccanica per convertire una curva di beta in cc in funzione della corrente di collettore in una curva di beta in cc in funzione della corrente di base è semplicemente quella di dividere ogni corrente di ascissa per il valore corrispondente del beta in cc per ottenere la corrispondente corrente di base. Poi, riportate di nuovo i dati su una scala di corrente di base uniforme. La generazione dell'appropriata curva di beta di piccolo segnale per ottenere un adattamento, implica di trovare la pendenza della curva di beta in cc. La pendenza della curva di beta in cc deve essere trovata punto per punto lungo la sua lunghezza della corrente zero e poi, l'andamento risultante di piccolo segnale è riportato punto per punto. Questo è fatto solo raramente, anche dagli esperti nel campo. Se cominciate con un grafico del beta di piccolo segnale in funzione della corrente di collettore, il vostro primo compito sarà di provare ad ottenere il corrispondente andamento del beta in cc. Da quella curva, potete rigraduare la curva nei termini della corrente di base, come è richiesto. Allora la curva del beta di piccolo segnale può essere di nuovo riportata graficamente nei termini della corrente di base, punto per punto. Anche questo è fatto raramente dagli esperti nel campo. Teoricamente è possibile, ma in pratica no.

Passo 5

Analiticamente, è quasi impossibile trovare il miglior punto di adattamento per una coppia di transistori che stanno funzionando nel modo a guadagno di corrente. Si deve scegliere un punto di funzionamento di prova e, poi, preparare l'amplificatore e provarlo. Facendo questa prova, ci si deve preparare a variare i punti di funzionamento per la coppia di transistori adattati nella stessa maniera in cui sarebbero stati variati dal segnale applicato. Poi, le misure di piccolo segnale del guadagno di corrente devono essere fatte sotto queste condizioni. Come pensate di poterlo fare?

Dovete preparare un circuito che vi permetterà di introdurre una piccola ampiezza data del segnale di prova di corrente; disponetelo in modo che possiate impostare appropriati valori statici della variazione di corrente alla base dei due transistori. Il segnale avrà una polarità nel transistore che ha una variazione della

corrente a polarizzazione positiva ed una polarità opposta nel transistore che ha la variazione della corrente a polarizzazione negativa. Perciò, l'ampiezza della corrente di segnale totale nel circuito di uscita è controllata quando sono variate le correnti di polarizzazione. Il valore di polarizzazione statica è regolato in modo tale che la somma globale è quanto più possibile costante. Se questa regolazione è fatta correttamente, possono essere minimizzate sia la distorsione di attraversamento che la distorsione di grande segnale.

Passo 6

Ipotizziamo che scegliate di far funzionare l'amplificatore come un'unità a guadagno di corrente. Ipotizziamo anche che abbiate un segnale di 200 millivolt su entrambi i lati del punto a riposo che desiderate amplificare. Per prima cosa, *non* usando la retroazione, riportate graficamente quello che sembrerà l'amplificazione in funzione della curva di tensione d'ingresso. (Usate un resistore di carico di piccolo valore in modo tale che non dovrà preoccuparvi il valore della tensione di alimentazione di collettore. Usate anche 5 volt). Fate i calcoli con incrementi di 20 millivolt da un punto iniziale di corrente di collettore di 100 microampere. Costruite una tabella dei risultati (usate la Tabella 4-21), e riportateli graficamente come meglio potete sul grafico dato nella Fig. 4-37. In questa tabella, v_s è preso come la tensione del segnale d'ingresso, per distinguerlo dalla tensione statica alla base. Nel grafico potete riportare la transconduttanza effettiva oppure il guadagno di tensione.

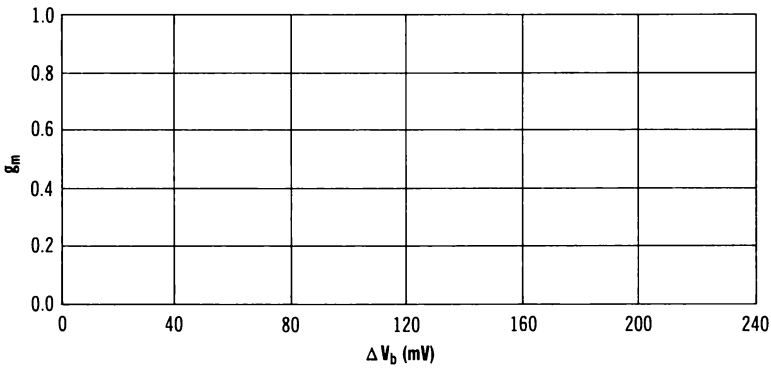


Fig. 4-37. Grafico per il Passo 6.

Chiaramente, i risultati sono estremamente non lineari, cosa che abbiamo già ripetutamente osservato con i dispositivi allo stato solido. Cosa pensate di poter fare a riguardo di questo dilemma? Oppure, preferite usare un approccio a guadagno di corrente, tentando di adattare i beta? (Ricordate che avrete bisogno

Tabella 4-21. Dati per l'Esperimento 6, Passo 6

I_e 100 μamp				
V_b				
v_s				
v_o				
R_L				
I_e				
V_b				
v_s				
v_o				
R_L				

di adattare i valori in tutta la gamma di funzionamento ed avrete anche bisogno di essere sicuri che la variazione oltre la gamma è quello che volete). Spiegate qui le vostre scelte.

Non sembrano accettabili nè l'approccio col beta adattato nè l'approccio col guadagno di tensione non degenerata. Si consiglia di introdurre la degenerazione. Scegliete un valore adatto sulla base della tecnica già descritta, e includetela nel ritorno di emettitore comune. Poi, registrate i dati risultanti, regolando il punto di funzionamento statico come è già stato descritto. Registrate i dati nella Tabella 4-22.

Gli indici 1 e 2 nella Tabella 4-22 si riferiscono ai due dispositivi separati. L'assenza di un indice indica un valore combinato. L'indice "s" sull'ingresso di tensione di piccolo segnale indica il valore per entrambi i lati alla base per i dispositivi. Se avete regolato correttamente il punto di riposo, troverete le somme di K_{v1} e K_{v2}, oppure K_v, sorprendentemente uniformi entro la gamma di funzionamento.

Passo 7

Questa è una fase di supporto di calcolo per quello che avete appena fatto. Calcolate il guadagno di tensione usando un range di valori di corrente di emettitore da 100 microampere fino ad almeno 10 milliampere per il valore di resistenza di emettitore che avete scelto. Poi, ripetete il calcolo usando altri valori

Tabella 4-22. Seconda serie di Dati per il Passo 6

I_{c1}				
I_{c2}				
V_{b1}				
V_{b2}				
v_s				
v_{o1}				
v_{o2}				
K_{v1}				
K_{v2}				
K_v				
R_L				
I_{c1}				
I_{c2}				
V_{b1}				
V_{b2}				
v_s				
v_{o1}				
v_{o2}				
K_{v1}				
K_{v2}				
K_v				
R_L				

di resistenza di emettitore. Alcuni valori tipici consigliati sono 1, 3, 10, 30, 100, 300 e 1000 Ω. Potreste desiderare di andare indietro e provare alcuni valori intermedi dopo che finito. Registrate i dati nella Tabella 4-23. L'equazione per calcolare la transconduttanza effettiva approssimata è:

$$y_f = \frac{\Lambda I_c}{(1 + \Lambda I_c R_e)} \qquad \text{(Eq. 4-21)}$$

dove,

$\Lambda = (q/kT)$ e ha il valore di 39 mho per ampere.

Per comodità, le correnti di emettitore e di collettore possono essere prese approssimativamente uguali. Registrate i dati nella Tabella 4-23.

Tabella 4-23. Dati per il Passo 7

I_c				
R_e				
y_f				
I_c				
R_e				
y_f				
I_c				
R_e				
y_f				
I_c				
R_e				
y_f				
I_c				
R_e				
y_f				
I_c				
R_e				
y_f				
I_c				
R_e				
y_f				

Come sempre, il guadagno di tensione è il negativo del prodotto di y_f e l'impedenza di carico. Idealmente, dovreste scegliere una resistenza che degraderà il valore di y_f a metà del suo valore non degenerato al punto quiescente. Ad 1 milliampere, questo dimostra d'essere 26 Ω. La tensione ai capi della resistenza è di nuovo di 26 millivolt.

Passo 8

Supponiamo di avere due transistori, ognuno dei quali funziona per metà del tempo. Variate il punto di riposo intorno a quello che è definito risolvendo il denominatore dell'Equazione 4-21 per il valore di unità del termine aggiunto. Scegliete la resistenza per il punto di adattamento a 200 microampere ed usatelo come punto di riposo inziale. Poi, assuminamo che l'effetto del termine aggiunto sia lineare, dalla corrente zero fino a metà del valore limite a 200 microampere, e raggiunga il valore limite a 400 microampere, Poi, usando il grafico nella Fig. 4-38, riportate graficamente come varia in realtà in funzione della curva per y_f.

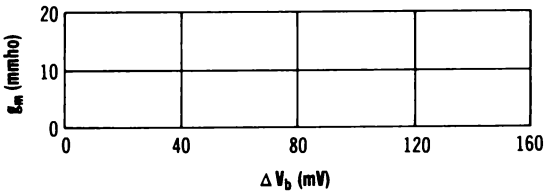


Fig. 4-38. Grafico per il Passo 8.

Quindi, usando incrementi molto piccoli nell'intorno del punto di riposo scelto, trovate il punto che sembra darvi la migliore regolarità globale dell'amplificazione di tensione. Descrivete quello che avete imparato.

Troviamo che non c'è nessun punto di adattamento perfetto, ma quello consigliato c'è molto vicino. Potreste trovare un punto un po' migliore vicino a questo punto, ma è dubbio se deve essere fatto molto sforzo per trovare un più preciso punto di adattamento. La variazione è abbastanza piccola tanto che una piccola retroazione globale sarà efficace e perfettamente adeguata.

ESPERIMENTO 7

Collaudo di un Amplificatore ad Alta Efficienza

Dovreste osservare esempi di questi amplificatori in azione per vedere come si comportano nella pratica. Essenzialmente quello che avete bisogno di fare è di impostare un guadagno di corrente in controfase ed un amplificatore di transconduttanza in controfase, e trovare come il fattore di guadagno appropriato varia con la corrente richiesta oppure con la variazione di polarizzazione di tensione. Poi, una somma di guadagno nell'intorno di una serie di punti di riposo in

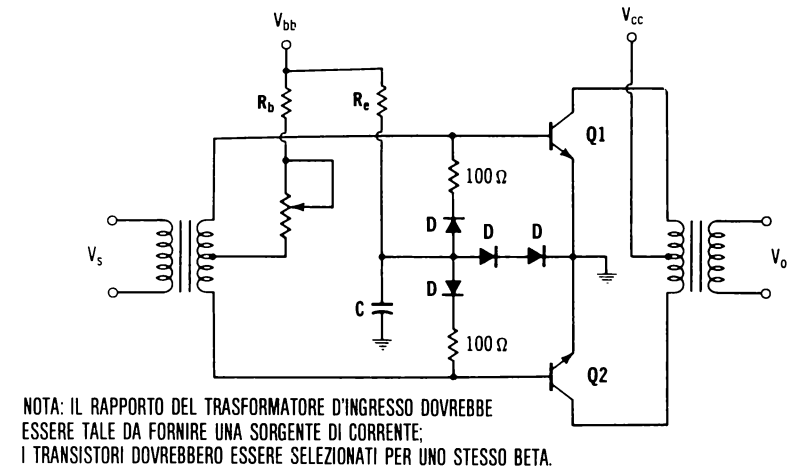


Fig. 4-39. Configurazione di misura per l'amplificatore a guadagno di corrente.

adattamento darà la variazione di amplificazione richiesta. Alla fine, dovrete disporre un amplificatore completo (includendo tutte e due le metà) e misurare il guadagno in funzione dell'escursione di polarizzazione per vedere se i dati teorici sono confermati nella pratica.

Nel modo di funzionamento a guadagno di corrente, è necessario misurare il guadagno in funzione della corrente di base per il singolo stadio e, poi, fate una misura simile su un paio di stadi le cui correnti di base, sono variate in direzioni

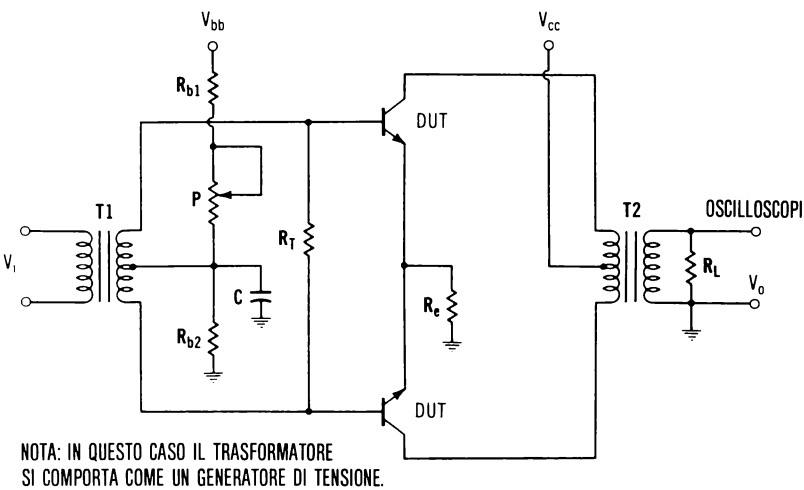


Fig. 4-40. Configurazione di misura per l'amplificatore a guadagno di tensione.

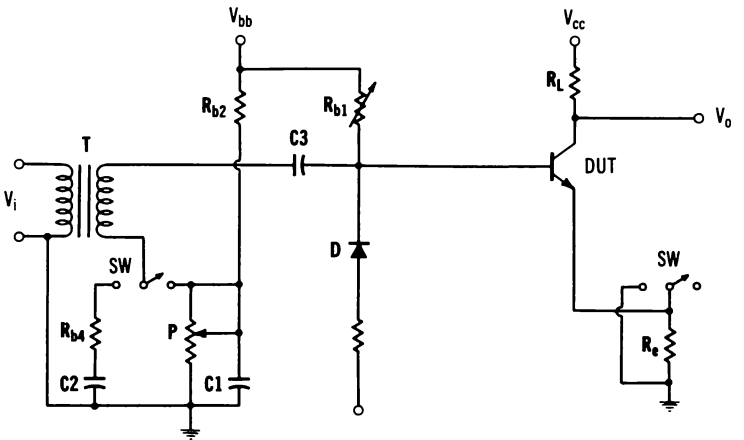
opposte (naturalmente fino ad uno zero nominale per una). I segnali di prova dovrebbero essere correnti di segnale uguali in grandezza ma sfasate.

I circuiti adatti per fare questo sono mostrati nelle Figg. 4-39 e 4-40. L'equilibrio è di estrema importanza con questo tipo di amplificatori ad alta efficienza. La configurazione piuttosto inusuale di una alimentazione di base con un circuito in controfase è richiesta primariamente per raggiungere l'equilibrio del punto di funzionamento di riposo e secondariamente, per ottenere incrementi uguali nella corrente di segnale in *direzioni opposte* per l'attuale prova. Per cominciare con questa prova, si prendono i transistori quanto più possibile adattati in modo che la regolazione a riposo sia minima. Sono richiesti i jack a circuito chiuso per semplificare la misura delle correnti nei transistori. Come negli esperimenti precedenti, il segnale di prova in ca dovrebbe essere tenuto sufficientemente piccolo da non introdurre nessuna non linearità.

Nel modo di funzionamento a transconduttanza, i segnali d'ingresso di base sono tutte tensioni. Devono essere prese le precauzioni usuali per assicurare che sia raggiunta la linearità, altrimenti le misure potrebbero essere non valide. Dovrete usare il voltmetro differenziale sensibile per misurare la tensione offset. Potete usare l'oscilloscopio oppure uno strumento di misura in ca sensibile per misurare le componenti di piccolo segnale. (L'oscilloscopio è il dispositivo migliore). I circuiti consigliati per una emulazione "single ended" ed una emulazione totale sono mostrati rispettivamente nelle Figg. 4-41 e 4-42.

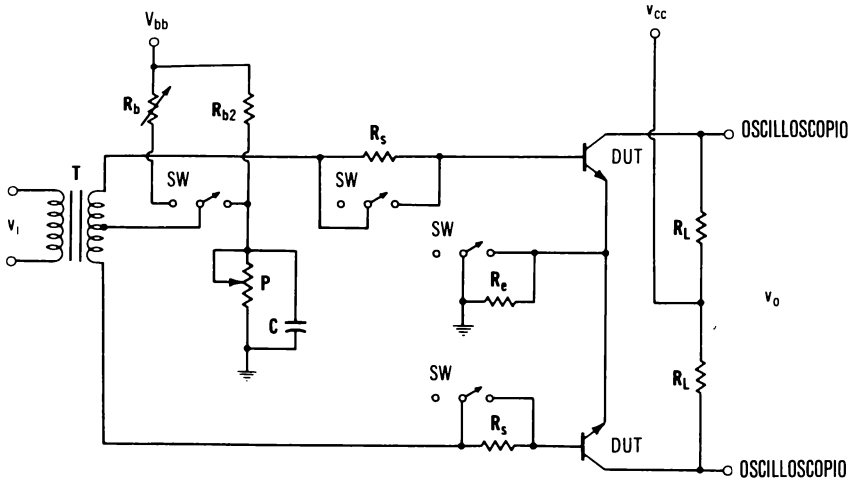
Passo 1

Cablate l'emulazione "single ended" del circuito a guadagno di corrente sulla vostra scheda senza saldature. Disponete il punto di riposo per un modesto



NOTA: LO SWITCH È GIRATO A DESTRA PER UN AMPLIFICATORE DI TENSIONE. È GIRATO A SINISTRA PER UN AMPLIFICATORE DI CORRENTE.

Fig. 4-41. Emulazione single-ended (monofronte) di un amplificatore di potenza ad alta efficienza.



NOTA: LO SWITCH È GIRATO A DESTRA PER UN AMPLIFICATORE DI TENSIONE. È GIRATO A SINISTRA PER UN AMPLIFICATORE DI CORRENTE.

Fig. 4-42. Emulazione in controfase di un amplificatore di potenza ad alta efficienza.

ammontare di corrente (non oltre il 10% del massimo che vi aspettate di assorbire). Applicate una corrente di segnale da un generatore audio, e regolate la sua ampiezza in modo che la tensione del segnale d'ingresso del transistore non superi i 10 millivolt circa. Misurate la tensione di uscita ai capi della resistenza di carico, direttamente oppure tramite l'uso di un trasformatore d'isolamento, e riportate i risultati. Spostate la corrente di polarizzazione gradualmente in entrambe le direzioni così che possiate ottenere una immagine completa del comportamento dello stadio. Registrate i dati nella Tabella 4-24 e riportate graficamente i dati della migliore combinazione di funzionamento sul grafico nella Fig. 4-43.

Passo 2

Dai dati precedenti, determinate come l'amplificazione di piccolo segnale del vostro amplificatore varia con la polarizzazione e riportate come varierà con una combinazione in controfase. Poi, scegliete un paio di transistori che sono ragionevolmente ben adattati, installate e misurate la configurazione in controfase. Come si conformano i risultati con quello che avete predetto? Potete trovare un qualche modo per migliorare la linearità nelle vicinanze del punto di riposo? Spiegate.

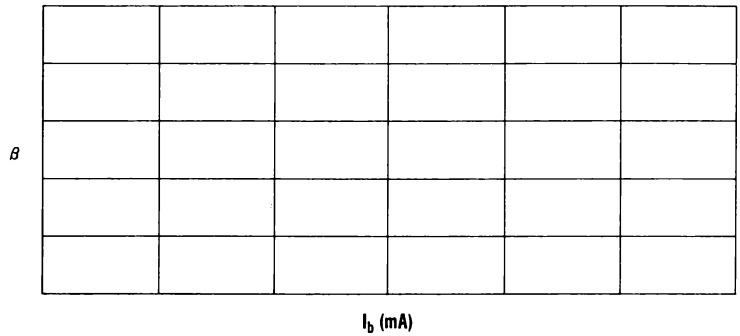


Fig. 4-43. Grafico per l'Esperimento 7, Passo 1.

È importante notare che questa tecnica fornisce un modo sensibile di determinare la probabile distorsione, e scoprirà facilmente le variazioni di guadagno di corrente nei vostri transistori. Inoltre, ci sarà una buona parte di variazione nel guadagno che misurate. Il miglior modo per controllare la linearità è nella retroazione

Tabella 4-24. Dati per l'Esperimento 7, Passo 1

I_c				
I_b				
v_s				
R_s				
i_s				
v_o				
R_L				
K_I				
I_c				
I_b				
v_s				
R_s				
i_s				
v_o				
R_L				
K_I				

globale; probabilmente ne avrete bisogno di una quantità sostanziale con un amplificatore di corrente. L'introduzione della resistenza di ritorno di emettitore avrà un effetto relativamente piccolo in questa configurazione.

Passo 3

Ripetete i Passi 1 e 2. Questa volta però, fate funzionare i transistori come amplificatori di tensione. I generatori di tensione sono ora necessari per i segnali, e la polarizzazione sarà raggiunta cambiando la tensione di base invece di variare la corrente di base. La fase iniziale è di disporre la tensione di polarizzazione al punto di riposo scelto per i dispositivi. Questo è fatto disponendo le correnti di collettore ai valori scelti. Un possibile circuito di polarizzazione per fare questo è mostrato nella Fig. 4-44. Di nuovo, il test dovrebbe essere fatto, dapprima, con un

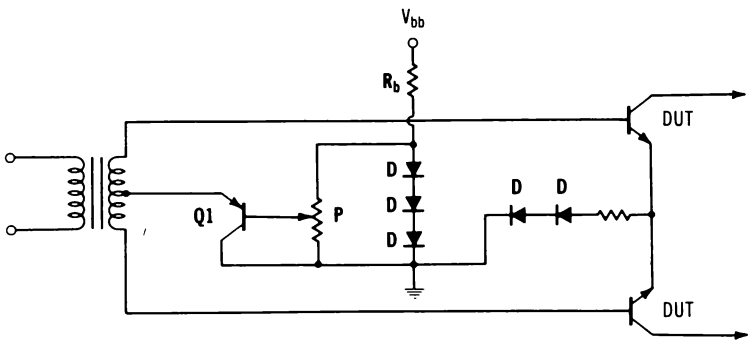


Fig. 4-44. Un circuito di polarizzazione per l'Esperimento 7, Passo 3.

transistore singolo e le caratteristiche di funzionamento messe in tabella. Poi, si possono scegliere le condizioni per raggiungere un corretto adattamento, possono essere cablati sulla scheda senza saldature, un paio di transistori e le loro condizioni di funzionamento possono essere regolate per i valori propri delle tensioni e delle correnti. Lo stesso test fondamentale, per il guadagno di tensione, può essere fatto per scoprire come l'amplificatore può essere ben bilanciato e quale è la vera variazione dell'amplificazione con il punto di funzionamento. I dati possono essere disposti in tabella e può essere determinata la variazione dell'amplificazione globale con il punto di funzionamento. La polarizzazione netta dovrebbe essere variata per aiutare a trovare il miglior punto di riposo. I dati possono poi essere registrati nella Tabella 4-25.

Il vostro circuito di prova è stato installato per fornire il corretto spostamento di polarizzazione sia per il segnale che per la polarizzazione statica. Comunque, non impedisce uno squilibrio in cc nel trasformatore di uscita. Il rapporto di spire del trasformatore non è troppo critico, fino a quando il valore di R_L è abbastanza piccolo in modo che il trasformatore sia caricato propriamente. Quando installate

Tabella 4-25. Dati per l'Esperimento 7, Passo 3

I_{cs}				
I_{c1}				
I_{c2}				
V_{b1}				
V_{b2}				
v_s				
v_{o1}				
v_{o2}				
R_L				
R_e				
K_v				
I_{cs}				
I_{c1}				
I_{c2}				
V_{b1}				
V_{b2}				
v_s				
v_{o1}				
v_{o2}				
R_L				
R_e				
K_v				

un amplificatore senza la degenerazione di emettitore, troverete che la curva di amplificazione sembra una parabola o una curva catenaria. Quando è inclusa la resistenza di degenerazione di emettitore di valore appropriato, troverete che potete ottenere una buona linearità. Se non avete ancora confermato questo con circuiti pratici, dovreste farlo ora. Annotate tutti gli effetti speciali che potete aver trovato.

La distorsione che avete notato dall'impropria regolazione della polarizzazione di riposo è ora chiamata distorsione di crossover.

ESPERIMENTO 8

Amplificatori Accordati a Transistori

Gli amplificatori accordati che usano i transistori hanno importanti similarità e anche, differenze rispetto gli amplificatori ad accoppiamento a trasformatore. Avete già scoperto che caricare il secondario è un metodo ideale se volete ampliare la banda di un amplificatore ad accoppiamento a trasformatore. In questo modo, riducete il guadagno di tensione globale e rendete anche la risposta molto più uniforme.

Comunque, con un amplificatore accordato, potete anche non volere ampliare la banda del vostro circuito oltre un certo punto. Questo punto rappresenta il passabanda migliore. Come regolate il guadagno ad un livello di sicurezza?

Risulta che la frequenza di oscillazione per un circuito accordato è definita dalla equazione:

$$f = (2 \pi \sqrt{L C})^{-1} \qquad \text{(Eq. 4-22)}$$

e l'impedenza dello stesso circuito accordato è definito dall'equazione:

$$\begin{aligned} Z &= \frac{L}{CR} \\ &= QX_L \\ &= QX_C \end{aligned} \qquad \text{(Eq. 4-23)}$$

dove,

Q è il rapporto approssimato della reattanza induttiva o capacitiva con la resistenza totale di perdita effettiva per un circuito accordato.

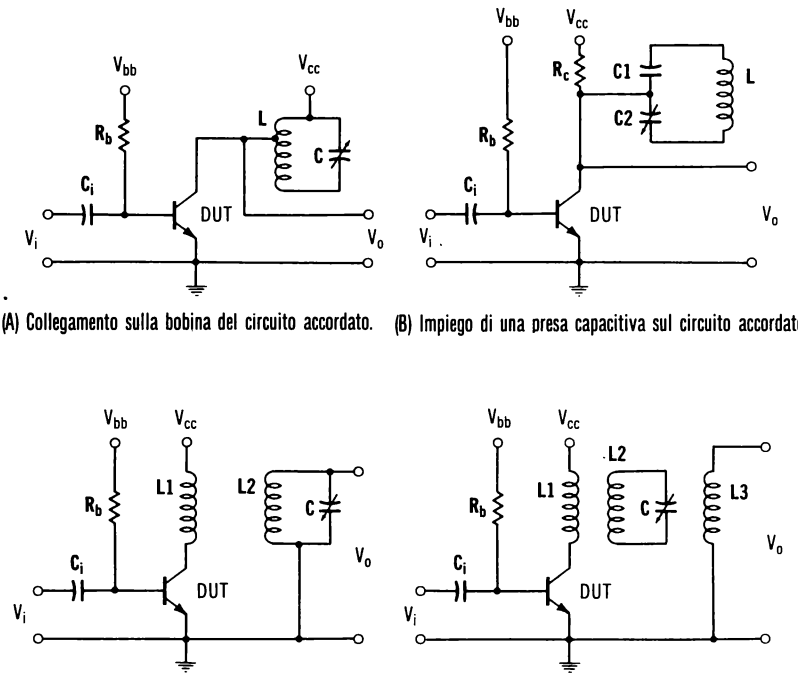
Questo significa che l'impedenza del circuito accordato è proporzionale sia all'induttanza che al Q di circuito. Perciò potete ridurre l'impedenza o riducendo il fattore Q, oppure riducendo l'induttanza (e aumentando corrispondentemente la capacità per mantenere costante il prodotto LC), oppure, potete ridurli tutti e due.

Se non volete ridurre il Q, riducete perciò l'induttanza. Comunque, i livelli d'impedenza ai quali dovete operare questi amplificatori accordati sono incredi-

bilmente piccoli, inoltre sono difficili da progettare i circuiti accordati che hanno impedenze abbastanza basse per gli amplificatori a transistori. Da questo risulta un dilemma.

Ci sono alcuni passi per risolvere questo problema. Il primo è di inserire la bobina vicino al terminale dell'alimentazione e di usare una induttanza più grande, come mostrato nella Fig. 4-45 A. Allora, l'induttanza dalla presa a V_{cc}, dovrebbe essere quel valore che è richiesto per fornire il livello d'impedenza necessaria a fornire il guadagno di sicurezza scelto. La seconda alternativa è di usare una presa capacitiva sul circuito accordato. Comunque, usando questo circuito, è necessario che il rapporto delle capacità sia scelto cosicchè il quoziente sarà significativamente più piccolo del Q caricato per il circuito accordato. La ragione di questo è che non c'è nessuna maniera per il totem capacitivo di aumentare la corrente disponibile al condensatore più grande, con il risultato che la corrente circolante dovuta al Q del circuito accordato deve essere più grande della corrente di carico richiesta alla presa (vedere la Fig. 4-45 B).

Un terzo metodo è quello di prendere tutte e due le forme. Queste sono illustrate nelle Figg. 4-45 C e 4-45 D. In questo caso, una induttanza non accordata è usata



(A) Collegamento sulla bobina del circuito accordato. (B) Impiego di una presa capacitiva sul circuito accordato.

(C) Accoppiamento magnetico al circuito accordato. (D) Metodo della configurazione Meissner.

Fig. 4-45. Amplificatori accordati tipici a transistori.

nel circuito di collettore. È magneticamente accoppiata al circuito accordato. Frequentemente, il funzionamento migliore richiede l'uso di una seconda bobina di accoppiamento per fornire il segnale all'ingresso dello stadio successivo. Questa configurazione, mostrata nella Fig. 4-45 D, a volte è chiamata configurazione Meissner dal suo inventore. Poiché non c'è nessun accumulo di Q nella bobina o bobine di adattamento con queste configurazioni, è molto più facile raggiungere i livelli di bassa impedenza richiesti per l'ingresso e l'uscita. Le reattanze di queste bobine dovrebbero essere nominalmente uguali al livello di impedenza richiesto. L'accoppiamento magnetico rende possibile ottenere i livelli di corrente richiesti senza nessuna difficoltà.

Passo 1

Per questa prova scegliete una frequenza di funzionamento entro la gamma sia del vostro oscilloscopio che degli strumenti generanti segnali. Una frequenza adatta è 1 MHz. Scegliete un transistore la cui f_{max} è sopra i 200 MHz. Determinate le dimensioni dei componenti che sono richieste per fornire un guadagno di tensione di circa $10 \div 20$ (prendete $Q = 100$) per un dispositivo con una corrente di 1 milliampere. Registrate qui i vostri calcoli:

L'equazione da usare è $\mathfrak{R}\ fL = R_L / Q = 1/2\pi fC$, dove $R_L = 10/0{,}04 = 250\ \Omega$. Applicando questa equazione, i nostri calcoli indicano che è richiesta una induttanza di 0,4 microhenry e una capacità di 0,06 microfarad. Un induttore può essere progettato sulla base dell'equazione:

$$n = \left(\frac{L}{Fd}\right)^{1/2} \qquad \text{(Eq. 4-24)}$$

dove,

n è il numero di giri,

L è l'induttanza in microhenry,

d è il diametro della bobina in pollici,

F è un fattore di forma.

Il fattore F è uguale a 0,018 per bobine aventi una lunghezza di avvolgimento uguale al loro diametro, e 0,010 per bobine aventi un diametro di metà della lunghezza. Basandosi su queste equazioni, avreste bisogno di una bobina di otto giri, di una forma di $^5/_{16}$ di pollice con l'avvolgimento lungo $^5/_{16}$ di pollice. Il conduttore scelto dovrebbe avere un diametro tale che circa 16 giri possono essere avvolti nella lunghezza nominale, e i giri possono poi essere spaziati per riempire la lunghezza della bobina di $^5/_{16}$ di pollice. Un filo di spessore del 24 oppure del 26 dovrebbe essere soddisfacente.

Passo 2

Montate un amplificatore a transistori usando un condensatore ceramico da 0,05 μF, con l'induttanza per il circuito accordato. Osservate l'uscita dell'amplificatore mentre variate la frequenza d'ingresso da circa 0,5 MHz a 2 MHz (frequenza di risonanza). Applicate un segnale di ingresso di circa 10 millivolt, dovreste ottenere circa 100 ÷ 200 millivolt di uscita. (Siate sicuri di aver regolato la corrente di collettore ad 1 milliampere). Se avete accesso ad un frequenzimetro digitale, misurate la frequenza di centro dell'amplificatore e le frequenze ai punti di −3 dB (3 dB) (0,7 volte la tensione massima); poi determinate il Q effettivo del vostro circuito accordato dall'equazione:

$$Q = \frac{f}{\Delta f} \qquad \text{(Eq. 4-25)}$$

dove,

f è la frequenza massima,

Δf è la differenza di frequenza tra i due punti a 3 dB.

Il guandagno di tensione che ottenete dovrebbe essere approssimativamente un decimo del Q che calcolate. Registrate i dati.

$f =$ _____ $K'_v =$ _____

$\Delta f =$ _____ $Q =$ _____

Si verificano i dati?

Passo 3

Poi, potete installare un circuito di tipo Meissner con un collegamento ad accoppiamento non accordato nel vostro circuito accordato. L'induttore di cui avete bisogno per il circuito di collettore, dovrebbe avere circa 10 volte il numero di giri per lo stesso circuito accordato. Può anche essere fatto un collegamento d'uscita che ha circa tre volte il numero di giri sull'induttore accordato. Il vostro circuito dovrebbe assomigliare a quello mostrato nella Fig. 4-45 D.

La ragione del grande numero di giri sul collegamento non accordato risiede nel fatto che otterrete risultati migliori se le bobine sono progettate per avere una reattanza netta uguale all'impedenza nominale che desiderate disporre nel circuito. Sotto queste condizioni, potete usare accoppiamento minimo per il risultato desiderato, e otterrete una migliore condizione di funzionamento. Se la capacità "shunt" aumenta l'impedenza effettiva, il valore di induttanza scelto dovrebbe essere ridotto in modo che la reattanza netta si conformi con questa condizione (che può essere analiticamente verificata). Con questo circuito, il collegamento di collettore ha 250 Ω di reattanza induttiva, ed il collegamento di uscita ha circa 25 Ω.

Passo 4

Rimpiazzate il circuito accordato con l'appropriato collegamento ad accoppiamento, e connettete il collegamento più piccolo al vostro oscilloscopio. Accoppiate insieme le tre bobine, come indicato nella Fig. 4-45 D, con il collegamento vicino al circuito accordato e vicino al collegamento di uscita. Troverete che fino ad un certo punto, mentre l'accoppiamento tra le bobine è stretto, l'uscita osservata sul vostro oscilloscopio aumenta e poi varia a malapena. Il punto al quale la velocità di aumento diventa piccola, rappresenta l'accoppiamento critico; oltre quel punto il Q del circuito accordato è influenzato avversamente. Come potete dimostrare questo? Spiegate, e poi dimostratelo.

Fino a quando l'accoppiamento è al di sotto del livello critico, variando l'accoppiamento si varierà l'ampiezza osservata alla frequenza di picco, ma la forma della curva osservata quando variate la frequenza, cambierà poco. Comunque, una volta che raggiungete l'accoppiamento critico, la frequenza di picco non varia molto, ma cambierà significativamente la forma della curva al variare della frequenza. Troverete due picchi su entrambi i lati del picco originale se l'accoppiamento è abbastanza lontano oltre il punto critico.

Passo 5

Fissate il collegamento di uscita alla bobina accordata approssimativamente al suo punto di accoppiamento critico, e variate l'accoppiamento tra la coppia ed il collegamento di collettore. Usando il vostro oscilloscopio, riportate graficamente la curva di risposta per l'amplificatore in funzione della distanza tra il collegamento di collettore ed il circuito accordato. Trovate anche i punti a 3 dB ad ogni taratura (ci sarà qualche spostamento di frequenza di picco quando è variato l'accoppiamento, così dovrete regolare la frequenza ogni volta che riaggiustate l'accoppiamento). Stimate la frequenza di picco e la larghezza di banda a 3 dB ad ogni taratura, e riportate i dati. Quando state operando nella condizione di sopraccoppiamento, trovate i punti a 3 dB con riferimento alla frequenza intermedia, non i picchi. Riportate graficamente i dati nella Tabella 4-26 e spiegate ciò che avete imparato. Nella Tabella 4-26, D è la distanza assiale minima, Q è il Q effettivo come definito prima u/c/o designa lo stato di accoppiamento (sotto, critico, oppure sopra), v_o è la risposta massima (oppure la risposta centrale con sopraccoppiamento) e v_{op} è la risposta di picco approssimata quando sopraccoppiata.

Tabella 4-26. Dati per l'Esperimento 8, Passo 5

D				
f_o				
Δf				
Q				
u/c/o				
v_o				
v_{op}				

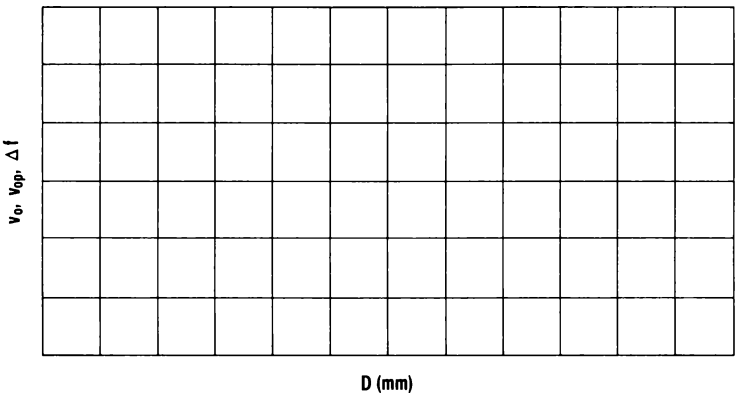


Fig. 4-46. Grafico per l'Esperimento 8, Passo 5.

Il grafico illustrato nella Fig. 4-46 dovrebbe mostrare i valori di v_o, v_{op}, e Δf mentre variano con D. (Disponete le scale appropriate su questo grafico).

Passo 6

Ora, scambiate i collegamenti di ingresso e di uscita dopo che entrambi siano stati assicurati nella posizione di accoppiamento critico (non dovrete muoverli fino a quando non siete pronti). Poi, variate la posizione del nuovo legame di accoppiamento d'ingresso (quello ad induttanza più bassa), ed osservate come risponde la combinazione. Misurate gli stessi dati presi nel Passo 5 e registrateli nella Tabella 4-27. Spiegate quello che avete osservato.

Tabella 4-27. Dati per il Passo 6

D				
f_o				
Δf				
Q				
u/c/o				
v_o				
v_{op}				

Usando un diverso colore d'inchiostro, riportate i dati nello stesso diagramma come avete fatto nel Passo 5 (il grafico dato nella Fig. 4-46). Spiegate ciò che avete osservato.

Avrete probabilmente trovato che avete dovuto stringere un po' il vostro accoppiamento per ottenere l'accoppiamento critico, e la curva di risposta per il sistema si è allargata, un po' a causa del cattivo adattamento. Quest'optimum esiste, ma è largo. Se avete raddoppiato la corrente nel vostro transistore, potreste non aver dovuto cambiare disposizione. Se, d'altra parte, avete aumentato la corrente di un fattore 5 o 10, avreste potuto trovare il comportamento un po' instabile. Il modo in cui lo potete scoprire è attraverso l'accordo ai capi della curva di risonanza. L'ampiezza osservata sull'oscilloscopio non varierebbe dolcemente, ma apparirebbe essere un po' "nervosa". Variate il livello di corrente e vedete se potete trovare questa condizione.

ESPERIMENTO 9

Ulteriore Trattazione sugli Amplificatori a Transistori Accordati

Generalmente con un amplificatore accordato a transistori viene usato solo un circuito accordato singolo, senza nessun collegamento di accoppiamento. Con l'induttanza incredibilmente piccola che è richiesta a 1 MHz, e la capacità associata molto grande (anche con un 1 milliampere di corrente di collettore), potete riconoscere che avrete problemi quando provate ad andare a frequenze più alte e/o a livelli più alti di corrente nel vostro transistore. Cosa può essere fatto a

questo riguardo? La risposta più semplice a questo problema, diverso dal collegamento ad accoppiamento usato nell'Esperimento 8, è di usare un circuito accordato a presa. Questo richiede di mettere una presa sulla bobina oppure di usare due condensatori in serie per raggiungere un uguale risultato.

Con la configurazione bobina a presa, l'induttanza nel punto di collegamento deve essere il valore che avete calcolato per il circuito accordato semplice, mentre, l'induttanza totale può essere accordata da un condensatore più piccolo che si comporta meglio. (Vedere la trattazione sulla frequenza a risonanza capacitiva nel Passo 7). Per questo scopo è molto più facile scegliere un condensatore adatto più piccolo poichè tutti i condensatori hanno una frequenza auto-risonante. Similmente, è più facile fare un induttore avente un Q adatto se può essere un po' più grande del necessario in modo che abbia una ragionevole induttanza. In questo senso, otterrete il meglio sia del circuito a Q alto che dell'approccio a collegamento di accoppiamento senza nessun problema meccanico associato.

L'induttanza di una bobina è più o meno proporzionale al quadrato del suo numero di giri. Potete disporre il punto di collegamento usando l'Equazione 4-24 come punto di partenza. Poi, raddoppiate o triplicate il numero di giri e diminuite il valore di capacità di un fattore 4 oppure 9 come metodo di prova. Regolate come richiesto l'induttanza e le capacità. Quando mettete una presa sul filo smaltato usato per la bobina è meglio se rimuovete un po' di smalto al punto giusto e, poi, stagnate accuratamente il punto scoperto. Dovrete saldarci un pezzo separato di filo o un condensatore di disaccoppiamento che funge da filo, piuttosto che provare a fare un cappio nel filo della stessa bobina, il quale avrebbe un effetto avverso sul Q della bobina.

Passo 1

Rimuovete temporaneamente la bobina accordata che avete usato nell'Esperimento 8 e mettete una presa nel suo punto intermedio. Collegherete vari valori di resistenza di carico da questo punto ad una estremità della bobina per osservare l'effetto. Iniziate con un resistore di carbonio (o strato di carbonio) di 1000 Ω $^1/_4$ watt.

Passo 2

Installate il circuito come era stato disposto nell'Esperimento 8, con i collegamenti di accoppiamento nei punti originali. Misurate il livello della tensione di uscita, la frequenza di centro, ed il Q del circuito. Avrete bisogno di questi dati per vedere cosa fa il caricamento al circuito accordato. Registrate i dati nella Tabella 4-28.

Passo 3

Collegate il resistore da 1000 Ω dalla presa ad una estremità della bobina accordata e disponete in tabella gli stessi dati come nel Passo 2. La frequenza di picco può essere spostata leggermente ed il Q può essere diminuito un po'. Anche

l'amplificazione globale può essere ridotta. Poi, ripetete metodicamente le prove con valori successivamente più piccoli di resistenza, prendendo i dati appropriati ad ogni fase. Vi consigliamo di usare valori di resistenza di 700 Ω, 500 Ω, 330 Ω, 250 Ω, ecc. fino a che non trovate una sostanziale riduzione nel Q della bobina. Registrate i dati nella Tabella 4-28.

Tabella 4-28. Dati per l'Esperimento 9, Passi 2 e 3

f_o				
Δf				
Q				
v_i				
v_o				
K				

Passo 4

Ripetete il test precedente, mettendo la resistenza ai capi della bobina completa e registrate i dati. Cosa c'è di differente, ora?

Tabella 4-29. Dati per il Passo 4

f_o				
Δf				
Q				
v_i				
v_o				
K				

Passo 5

Riportate graficamente i dati che avete ottenuto sul grafico dato nella Fig. 4-47. Riportate il guadagno globale in funzione della resistenza di carico, il Q e la frequenza di picco in funzione della resistenza di carico. Usate colori d'inchiostro diversi quando riportate i dati per i Passi 3 e 4.

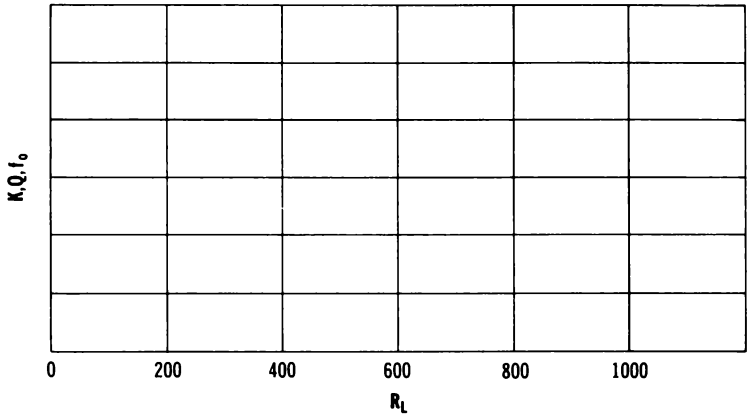


Fig. 4-47. Grafico dei dati delle Tabelle 4-28 e 4-29.

Passo 6

Esaminate tutti i dati che avete preso e scrivete una breve analisi di quello che avete imparato finora sugli amplificatori accordati.

Nelle fasi precedenti, avete trovato che potevate disporre indipendentemente il guadagno di un amplificatore rf e la sua larghezza di banda. Infatti, avete trovato che i livelli di impedenza del circuito sono generalmente troppo alti. Avete scoperto che può risultare instabilità quando i guadagni dello stadio amplificatore sono troppo alti e che questo può essere rivelato tramite l'accordo di stadio irregolare. Questo è un risultato della retroazione eccessiva. Avete anche imparato che i circuiti accordati a bobina collegata possono aiutare ad alleviare il problema meglio che con le prese capacitive, e che possono anche essere usati i collegamenti non accordati. Avete anche trovato i modi per determinare l'impedenza effettiva dei circuiti accordati.

Passo 7

Per trovare la frequenza auto-risonante per un condensatore, dovrete accorciare i terminali quanto più direttamente possibile e saldare i giunti. Poi, usando o un frequenzimetro (Fig. 4-48) oppure un generatore di segnale e un circuito a rivelatore trovate la frequenza più bassa alla quale il circuito assorbe energia. Quella è la frequenza auto-risonante più bassa. Provatela con diversi condensatori ceramici ed a mica. La frequenza risonante di un induttore è misurata in modo simile ma *senza* un corto circuito.

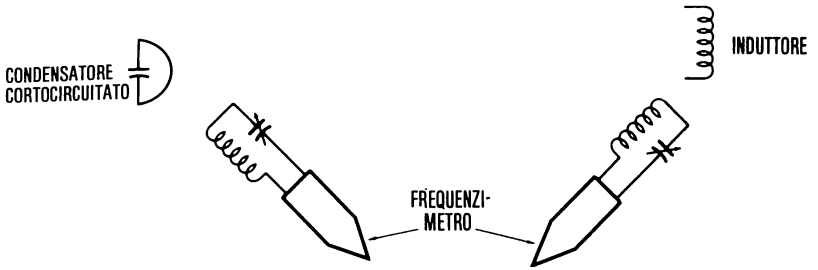


Fig. 4-48. Misura della frequenza di risonanza di un condensatore.

ESPERIMENTO 10

L'Amplificatore in Classe C

L'amplificatore in classe C è più efficiente dal punto di vista della potenza dell'amplificatore di potenza audio perchè opera sotto condizioni dove la sua non linearità può essere "cancellata" con l'aiuto di un circuito accordato. Questo circuito è largamente usato nei trasmettitori radio dove l'ampiezza della portante è costante (fm, per esempio), oppure dove può essere "modulato" in una maniera lineare. Questo amplificatore è normalmente polarizzato in modo che senza un ingresso rf non eroghi praticamente nessuna corrente. Tipicamente, potrebbe essere polarizzato da 200 a 300 millivolt sotto la corrente di picco. Il circuito è progettato in modo tale che ogni volta che viene erogata la corrente di picco, la tensione del dispositivo cade approssimativamente alla tensione di saturazione ed una grande quantità di energia viene immagazzinata nel campo magnetico del circuito accordato. Qui lo scopo è di osservare semplicemente il funzionamento di questo amplificatore e d'imparare di più sul suo comportamento.

Passo 1

Installate di nuovo il vostro amplificatore rf accordato sulla scheda senza saldature e predisponete di applicare circa $^1/_2$ volt, da picco a picco, sul suo ingresso dal vostro generatore di tensione. Lo stadio può funzionare nella configurazione a base comune (Fig. 4-49) poichè questo renderà più facile assicurare la

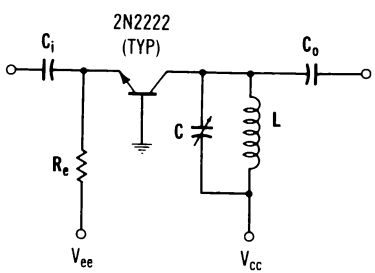


Fig. 4-49. Un amplificatore rf.

stabilità. Usate l'alimentazione a tensione variabile per il collettore, e variatela per trovare la tensione che dà l'efficienza più alta. (Quando aumentate la tensione di collettore da un valore molto piccolo, l'uscita di potenza subito aumenterà in modo costante ma, in un qualche punto, l'aumento di uscita non sarà più significativo. Avete allora attraversato il punto di massima efficienza). Descrivete quello che osservate.

Passo 2

Dopo che avete trovato il "ginocchio" della curva di potenza, annotate la tensione di collettore alla quale è ottenuta. Notate anche qual'è la forma d'onda del collettore se il vostro oscilloscopio può mostrarla. (Questa è meglio osservabile con una *resistenza di misura di correnti estremamente piccole nel circuito di emettitore*). Cosa trovate?

Passo 3

Poi, aumentate la tensione di collettore di circa il 25% e togliete l'accoppiamento al carico (o aumentate il valore della resistenza di carico). Cosa è accaduto? Determinate il Q caricato per il circuito d'uscita con il metodo di variazione di frequenza. È cambiato? Poi, determinate il guadagno di tensione globale dello stadio e la sua impedenza effettiva. L'oscilloscopio vi aiuterà in queste prove. Variate la resistenza di carico a dimezzare la tensione di uscita. (Questo caricamento rf può essere direttamente sul collettore, ma disaccoppiato dalla continua. A causa degli impulsi brevi di corrente che il transistore lascia passare, questo carico è, in effetti, direttamente sul circuito accordato). Ricordatevi anche, che un resistore al carbonio non è un carico ideale, perciò il metodo può darvi soltanto una indicazione di quello che sta avvenendo. Trattate e spiegate quello che avete osservato. In particolare, avete osservato qualche dimostrazione d'instabilità?

Quando lasciate aumentare l'impedenza del circuito accordato, correte il rischio di oscillazione o instabilità. Quando abbassate l'impedenza, riducete la potenza

d'uscita disponibile e stabilizzate anche il circuito. L'instaurarsi della instabilità è indicata da balzi nell'uscita quando è variata la frequenza o l'accordo.

Le fasi precedenti possono essere ripetute usando valori più alti di tensione di collettore, ed una impedenza di carico più alta. Ripetete il processo fino a quando non vedete i segni della instabilità potenziale. Determinate il valore approssimativo del guadagno di tensione quando appare questa condizione. Descrivete quello che avete appreso.

Passo 4

Se il vostro oscilloscopio è sufficientemente sensibile da ottenere una ragionevole deflessione sull'asse orizzontale dal segnale di uscita al vostro amplificatore, potete ripetere il Passo 3 mentre guardate le variazioni di fase quando la sorgente di segnale è accordata ai capi del range di funzionamento dell'amplificatore. (Questa è di nuovo una misura della figura di Lissajous). Questo test può essere svolto per ognuna delle condizioni precedenti. L'ingresso verticale dell'oscilloscopio è collegato all'uscita come prima. Troverete un po' difficile stimare l'esatto spostamento di fase ad una serie di frequenze diverse, ma vedete se potete trovare come determinare il seno dell'angolo tra le tensioni (in termini del segmento intercettato ed il valore di picco per l'ellisse lungo uno o l'altro asse). Poi, riportate graficamente la variazione di fase in funzione della frequenza per le varie condizioni. Descrivete come si comporta la variazione di fase (in funzione della frequenza) quando è aumentata l'amplificazione del circuito. Come provereste il vostro circuito se la stabilità di fase fosse per voi di primaria importanza?

Troverete che la misura della figura di Lissajous è un indicatore molto piu sensibile della presenza dei problemi di fase di quanto non sia il metodo a variazione di accordo descritto nei primi esperimenti. L'incipiente instabilità sarà molto più percettibile in questo tipo di presentazione.

ESPERIMENTO 11

Il Moltiplicatore di Frequenza in Classe C

Gli amplificatori in classe C sono comunemente usati come moltiplicatori di frequenza e sono molto efficaci quando sono propriamente progettati e regolati. Lo scopo di questo esperimento è d'imparare alcune delle caratteristiche critiche di un moltiplicatore di frequenza.

Passo 1

Variate la frequenza d'ingresso all'amplificatore usato per l'Esperimento 10 a metà del suo valore precedente. Ponete una *resistenza molto piccola* in serie con l'emettitore del transistore in modo da controllare il flusso di corrente del dispositivo come pure la tensione di uscita ai capi del circuito a "serbatoio" accordato di uscita. Assicuratevi che la caduta della tensione di segnale massima ai capi di questo resistore non ecceda circa 5 millivolt. Quanta ampiezza di segnale di uscita ottenete quando la frequenza del segnale di sorgente è metà del valore precedente? (Accordate la sorgente di frequenza al valore di picco; ricordatevi che la frequenza di uscita apparente può essere alterata come risultato delle variazioni nel comportamento in retroazione). Descrivete i risultati.

Dopo che avete trovato come si comporta il circuito alla stessa ampiezza di uscita di come era usato nell'Esperimento 9, riducete il pilotaggio di circa il 25% e osservate come cambia l'uscita. Ripetete questo test diverse volte e registrate i dati nella Tabella 4-30. Riportate graficamente una curva di uscita in funzione dell'ingresso sul grafico nella Fig. 4-50.

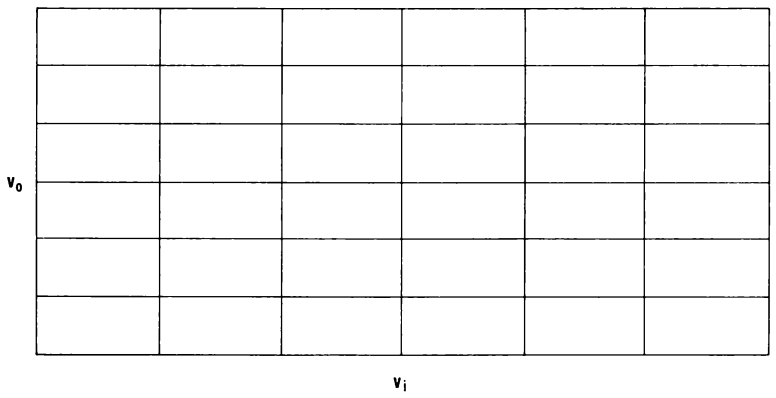


Fig. 4-50. Grafico per l'Esperimento 11, Passo 1.

(Troverete interessante ripètere l'Esperimento 9 variando l'ampiezza d'ingresso nello stesso modo per scoprire come varia l'ampiezza del segnale di uscita, quando l'amplificatore è usato come un semplice amplificatore passante con nessuna variazione nella frequenza). Poi, l'effetto del livello di pilotaggio sull'efficacia di un duplicatore di frequenza sarà notevole. Trattate quello che avete osservato e spiegate tutte le differenze che avete notato. Quindi ripetete l'esperimento, aumentando il pilotaggio dal valore originale. Spiegate i risultati.

Tabella 4-30. Dati per l'Esperimento 11, Passo 1

v_I				
v_o				
v_I				
v_o				
v_I				
v_o				
v_I				
v_o				

Troverete che la potenza d'uscita cade molto più rapidamente con una diminuzione di pilotaggio in un moltiplicatore di quanto non avvenga in un amplificatore che ha l'ingresso e l'uscita funzionanti alla stessa frequenza.

Passo 2

Ora, riducete la frequenza d'ingresso ad un terzo della frequenza di uscita, e ripetete l'esperimento precedente. Descrivete e spiegate cosa osservate. Assicuratevi del risultato, sia riducendo il livello di pilotaggio che aumentandolo rispetto al livello originale. Disponete i dati nella Tabella 4-31, e riportate graficamente i risultati nella Fig. 4-51. Poi spiegate i risultati.

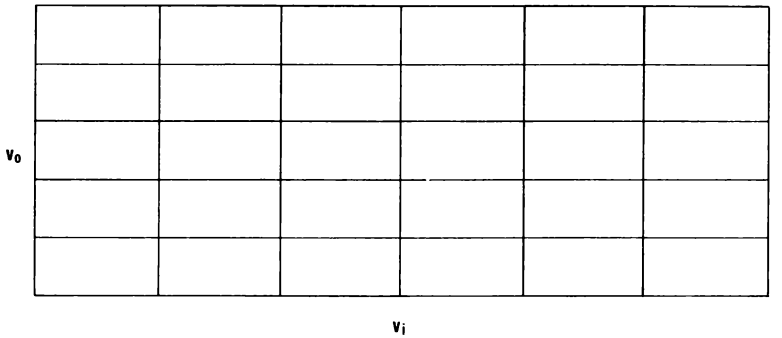


Fig. 4-51. Grafico per il Passo 2.

Tabella 4-31. Dati per il Passo 2

V_i				
V_o				
V_i				
V_o				
V_i				
V_o				

Come un triplicatore, l'ampiezza di uscita sarà anche più sensibile all'ampiezza d'ingresso e ad altre condizioni di funzionamento.

Passo 3

Riducete ancora una volta la frequenza d'ingresso ad un quarto della frequenza di uscita desiderata, e ripetete l'esperimento mentre variate il pilotaggio d'ingres-

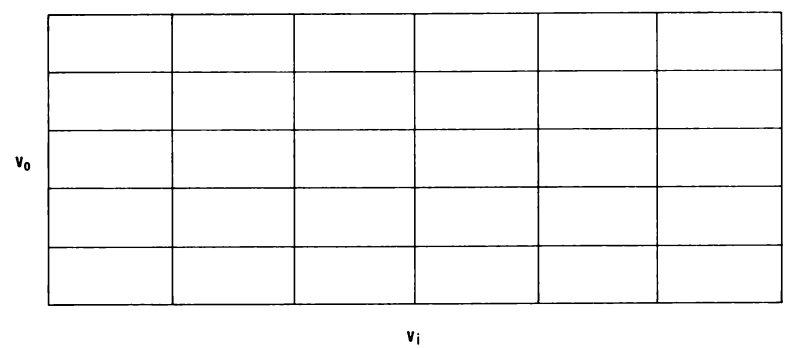


Fig. 4-52. Grafico per il Passo 3.

so. Spiegate i risultati, e riportateli sul grafico dato dalla Fig. 4-52.

Tabella 4-32. Dati per Il Passo 3

v_I				
v_o				
v_I				
v_o				
v_I				
v_o				

Passo 4

Cosa vi hanno detto i test precedenti sulla sensibilità del moltiplicatore di frequenza rispetto l'ampiezza del suo segnale d'ingresso? Come varia questa sensibilità quando varia l'entità della moltiplicazione? Spiegate i risultati nei termini di ciò che conoscete sulla caratteristica dei transistori.

Avete visto precedentemente che l'ammontare approssimativo della distorsione di seconda armonica, in proporzione alla fondamentale, era un quarto della differenza nelle amplificazioni ai due estremi divisa per la somma delle amplificazioni. Ciò significa che la distorsione è un'esigenza primaria per la moltiplicazione armonica. Possiamo dire che il tempo durante il quale l'impulso di corrente di collettore scorre, *deve* essere inferiore di mezzo periodo alla frequenza d'armonica. Questo significa che l'impulso di corrente deve essere inferiore di un quarto di periodo della frequenza d'ingresso per il raddoppio, un sesto per il triplicamento e così via. Il transistore deve accendersi, condurre e spegnersi di nuovo entro questa parte del periodo della fondamentale. Sulla forma d'onda sinusoidale della Fig. 4-53, queste durate di tempo sono indicate per il raddoppio, triplicamento e quadruplicamento. Chiaramente, la grandezza richiesta della tensione di segnale d'ingresso deve aumentare rapidamente quando aumenta il rapporto di moltiplicazione.

Perchè questa esigenza? Se l'impulso di corrente dura più a lungo di mezzo periodo alla frequenza d'uscita, esso si smorza, carica il circuito accordato e riduce l'efficienza. Poichè l'onda tra gli impulsi è generata dal decadimento quasi

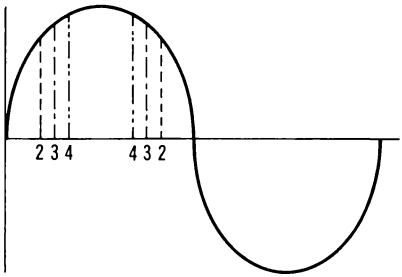


Fig. 4-53. Angoli di conduzione dell'onda sinusoidale.

NOTA: I NUMERI INDICANO I LIMITI DI CONDUZIONE PER L'ARMONICA CORRISPONDENTE.

sinusoidale della forma d'onda di segnale tra gli impulsi di corrente, questo caricamento è molto critico.

SOMMARIO

In questo capitolo, avete realizzato una varietà di diversi tipi di amplificatori. Li avete anche messi alla prova e osservato come si comportavano mentre i loro parametri operativi venivano variati. Avete osservato l'effetto della retroazione negativa all'emettitore nel darvi il controllo sul comportamento del vostro amplificatore, un controllo che è notevolmente più difficile da ottenere con un amplificatore di corrente di quanto non sia con un amplificatore di tensione. Avete visto come la distorsione può essere controllata o introdotta come richiesto. Avete visto come si comportano gli amplificatori accoppiati a trasformatore e avete visto come possono essere costruiti gli amplificatori di potenza audio, usandoli. Avete visto come si comportano gli amplificatori accordati ed alcune delle cose interessanti che potete fare con essi. Inoltre avete imparato molto provando tutti questi circuiti, e determinando la distorsione presente in essi.

Dovreste ora essere in grado di progettare ogni tipo di amplificatore che desiderate basato sui transistori bipolari. Dovreste progettare altri circuiti addizionali e progettarli basandovi su quello che avete imparato. Troverete progettati nel prossimo capitolo alcuni interessanti circuiti addizionali. Mentre lo studio e la progettazione nel prossimo capitolo sono diretti principalmente verso l'applicazione dei transistori ad effetto di campo, la maggior parte di questi circuiti può anche essere usata con i dispositivi bipolari. Dovreste provare ad adattare alcuni di essi ai dispositivi bipolari, ricordando comunque, che i dispositivi bipolari sono estremamente non lineari nella pratica, mentre i dispositivi ad effetto di campo, sebbene teoricamente non lineari, in pratica, sono normalmente molto meno non lineari. L'osserverete quando provate i dispositivi.

CAPITOLO 5

IL TRANSISTORE AD EFFETTO DI CAMPO

In questo capitolo, lo scopo è di sviluppare il funzionamento del transistore ad effetto di campo. Comprenderete anche i metodi costruttivi per aumentare l'impiego dei transistori bipolari nella soluzione di difficili problemi di progetto di circuito. Molto di quello che avete appreso finora può essere direttamente applicato ai circuiti che implicano i dispositivi ad effetto di campo, in modo che gli sforzi, saranno diretti allo sviluppo di una comprensione chiara di cosa sono i dispositivi e di come si comportano. Imparerete anche a modificare le tecniche che già conoscete per creare circuiti ottimizzati usando questi dispositivi.

OBIETTIVI

Dopo che avrete studiato questo capitolo e compiuto gli esperimenti, capirete le caratteristiche fondamentali dei transistori ad effetto di campo e come differiscono dai dispositivi bipolari. Nello studio e negli esperimenti dovrete verificare i seguenti concetti e proprietà:

1. La relazione fisica tra suorce, gate e drain, nel transistore ad effetto di campo
   (FET: Field Effect Transistor).
2. Com'è controllato il flusso di corrente in questi dispositivi.
3. Cos'è la regione di depletion (svuotamento) in un FET.
4. Cos'è la regione di canale in un FET.
5. Cos'è la regione di Debye in un FET.
6. Quanto è importante la regione di Debye.
7. Come funzionano i FET depletion (svuotamento).
8. Come funzionano i FET enhancement (arricchimento).
9. Come provare i dispositivi FET.
10. Come misurare le caratteristiche dei FET.
11. Come progettare i circuiti amplificatori a FET.
12. Cos'è il modo di funzionamento a diffusione nei FET.
13. Quando scegliere i dispositivi bipolari e quando scegliere i dispositivi FET.

Comunque, come sempre, inizieremo con una lista di definizioni importanti nelle pagine seguenti.

DEFINIZIONI

Troverete queste definizioni importanti per la comprensione dei dispositivi FET ed il loro modo di applicazione.

Transistore ad effetto di campo (field-effect transistor FET) — Questo è un dispositivo costruito su una piccola barra o "chip" di materiale semiconduttore. Il chip è stato drogato con materiale di tipo n oppure di tipo p, con la densità del drogante regolata per adattarsi allo scopo inteso. Contiene una regione di source (sorgente) (usata per introdurre i portatori), di drain (usata per raccogliere i portatori) ed una regione di gate che è situata tra le altre due (usata per controllare il flusso di portatori).

Transistore ad effetto di campo a diodo (diode field-effect transistor di FET) — È un FET in cui l'allargamento del canale e il restringimento è raggiunto con l'applicazione delle giunzioni a diodo nelle posizioni di gate. I diodi di gate servono ad allargare o restringere la larghezza del canale, controllando perciò il flusso di corrente della sorgente al drain.

Transistore ad effetto di campo a giunzione (junction field-effect transistor - JFET) — Questo è un altro nome per il transistore ad effetto di campo a diodo. La polarizzazione sul diodo (o diodi) controlla il flusso della corrente nel canale attraverso il quale scorre la corrente.

Transistore ad effetto di campo a metallo-ossido-semiconduttore (metal-oxide-semiconductor FET-MOSFET) — È un transistore ad effetto di campo in cui il controllo del flusso di corrente nel canale è ottenuto attraverso l'uso di condensatori che sono disposti lungo il canale, nella posizione normalmente occupata dai diodi a giunzione nelle unità JFET (Fig. 5-1).

Transistore ad effetto di campo a metallo-isolante-semiconduttore (metal-insulator-semiconductor FET- MISFET) — È un altro nome, forse semanticamente più corretto, per il dispositivo MOSFET.

Transistore ad effetto di campo a gate isolato (insulated-gate FET-IGFET) — È un altro nome per il dispositivo MOSFET.

Sorgente (source) — Il punto di origine dei portatori che scorrono attraverso il transistore ad effetto di campo. Corrisponde all'emettitore nei transistori a giunzione ed al catodo nei tubi elettronici.

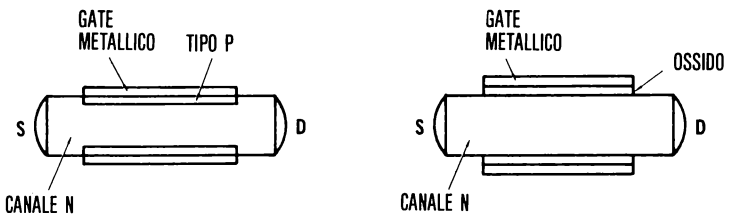
Gate — L'elettrodo che controlla il flusso di portatori nel canale del transistore ad effetto di campo.

Canale (channel) — È il materiale semiconduttore che conduce debolmente, attraverso il quale i portatori di carica sono stimolati a scorrere dalla source al drain sotto il controllo dell'elettrodo di gate.

Drain — È l'elettrodo che riceve o raccoglie i portatori che sono emessi dalla source.

Regione di svuotamento (depletion region) — È un segmento del canale sotto il gate nel quale il campo applicato al gate blocca i portatori che sono presenti e gli impedisce di muoversi. La variazione nell'estensione di questa regione è ciò che rende possibile la variazione della grandezza del flusso di corrente nel dispositivo.

Regione di Debye (Debye region) — È il limite tra il canale in cui scorre la corrente in un FET e la regione di svuotamento in cui i portatori sono legati dal campo. Questa regione è estremamente sottile,



(A) DiFET a canale N. (B) IGFET a canale N.

Fig. 5-1. Transistori ad effetto di campo di tipo MOS ed a giunzione.

dell'ordine di alcune decine di Angstrom (Œ) di spessore. Ha un incremento di tensione ai suoi capi di circa 0,026 volt a temperatura ambiente.

Modo a riempimento (enhancement mode) — È una condizione di funzionamento di un dispositivo FET in cui è necessario polarizzare in senso diretto il gate per fare scorrere la corrente. Quando il gate è aperto con questo tipo di dispositivo, il flusso di corrente attraverso esso è quasi impercettibile.

Modo a svuotamento (depletion mode) — È una condizione di funzionamento di un dispositivo FET in cui è necessario disporre una polarizzazione inversa sul gate per ridurre il flusso di corrente al drain ad un livello trascurabile. Con questo tipo di dispositivo, una polarizzazione in senso diretto aumenterà la corrente di drain oltre il valore corrispondente alla polarizzazione di gate zero.

Polarizzazione diretta (forward bias) — È una tensione applicata dal gate al source la cui polarità è la stessa della polarità dal drain alla source.

Polarizzazione inversa (reverse bias) — È una tensione applicata dal gate al source la cui polarità differisce da quella applicata dal drain al source.

VMOS FET — È un transistore ad effetto di campo in cui il canale è localizzato ad angolo retto alla superficie del chip, tipicamente sul lato di un solco a V nella superficie del chip. Questa configurazione permette la produzione di canali molto corti ed esattamente controllati. Una variante di questa struttura è descritta nel Brevetto U.S. 3.274,462.

Fan Out — Questa è una misura del numero di dispositivi separati o configurazioni di dispositivi che possono essere controllati da un dispositivo attivo o circuito. Il termine è maggiormente usato con i collegamenti elettrici digitali, ma ha anche qualche importanza con circuiti analogici, poichè definisce il numero di transistori equivalenti che si può caricare su un altro transistore pilota senza degradare il suo funzionamento oltre i limiti specificati.

Efficienza di transconduttanza per unità di corrente (transconductance efficiency) — Questo è il rapporto della transconduttanza reale, misurata a un dato valore di corrente, rispetto al prodotto:

$$(qI/kT),$$

dove,

q è la carica sull'elettrone,
k è la nota costante di Boltzman,
I è la corrente del dispositivo,
T è la temperatura assoluta.

Efficienza di transconduttanza (Transconductance efficiency) — Questa è l'espressione abbreviata dell'efficienza di transconduttanza per unità di corrente.

Dispositivo a canale n (n-channel device) — È un FET costruito su un materiale semiconduttore che è stato drogato per fornire un eccesso di elettroni per mezzo di un materiale, di drogaggio, ricco di elettroni.

Dispositivo a canale p (p-channel device) — È un dispositivo FET costruito su un materiale semiconduttore che è stato drogato per fornire una deficienza di elettroni per mezzo di un materiale di drogaggio a carenza di elettroni.

COSTRUZIONE E FUNZIONAMENTO DI UN FET

Il transistore ad effetto di campo è generalmente costruito su un segmento o chip di materiale semiconduttore che non è conduttore o debolmente conduttore. In contrasto alla costruzione dei transistori bipolari, l'intero segmento (inclusi i contatti di source e di drain) è tutto drogato allo stesso modo, con il risultato che non ci sono diodi nel percorso del flusso di corrente. (Il dispositivo VMOS limita lo spessore del canale tramite una regione sottile che è simile alla base di un

transistore bipolare ma il vero flusso di corrente è attraverso un vero canale). Lo stesso gate può essere differentemente drogato, come lo è con i dispositivi DiFET. Il risultato è che il dispositivo FET è strettamente un dispositivo a carica maggioritaria e teoricamente non è soggetto alle limitazioni di carica minoritaria incontrate con i dispositivi bipolari.

Il controllo del flusso di corrente attraverso il percorso dalla source al drain, chiamato *canale* è ottenuto ponendo un campo elettrico vicino al canale che immobilizza i portatori in una regione adiacente ad essa, perciò impedendogli di muoversi e di essere rimpiazzati da portatori addizionali dalla source. I portatori che passano attraverso il canale sono raccolti dal *drain*, il quale ha la stessa funzione del collettore di un transistore bipolare. I contatti laterali, chiamati *gate* sono tipicamente contatti di tipo diodo oppure contatti capacitivi. Servono a bloccare alcune cariche nel segmento in quel punto, rendendo più o meno difficile il trasporto di cariche dalla source al drain (Fig. 5-2). Le tensioni applicate al gate possono aumentare il flusso di carica rilasciando portatori, oppure possono ridurre il numero fissandone alcuni. Il risultato è che in condizioni di alta corrente, ai portatori è permesso di passare attraverso un largo canale (come disegnato nella Fig. 5-3), e in condizioni di bassa corrente, attraverso solo uno stretto canale.

La *source* è progettata in modo che possa introdurre un gran numero di cariche in una estremità del canale. I disegni mostrati nelle Figg. 5-2 e 5-3 potrebbero far apparire il canale abbastanza lungo, ma, in verità, è quanto più corto possibile, e tuttavia raggiunge la funzione richiesta e sopporta la tensione applicata. (I canali possono essere frazioni di micron in dispositivi a microonde). Il canale deve essere corto per diverse ragioni: primo, per introdurre un minimo di resistenza di canale al punto al quale il controllo di campo è effettivo; secondo per permettere al dispositivo di operare ad una frequenza adeguatamente alta e terzo, per minimizzare l'ammontare di resistenze nel canale tra il punto di controllo e la source.

Come notato precedentemente, il gate controlla il flusso della corrente nel canale tramite portatori fissi al lato del canale sotto la superficie del gate. La regione in cui le cariche sono immobilizzate in questo modo è chiamata la *regione di svuotamento*. La sua misura e forma dipendono nel campo totale dalla source al drain e, nella tensione dalla suorce al gate. La forma generale della regione di svuotamento è un po' quella disegnata nella Fig. 5-3. Lo spazio tra i gradini delle

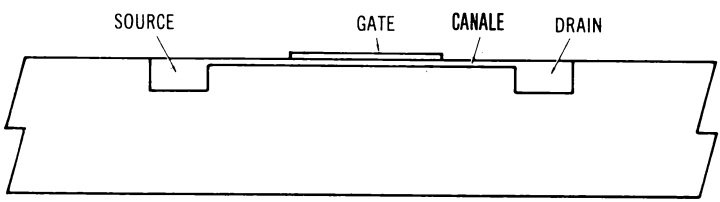


Fig. 5-2. Struttura di un transistore ad effetto di campo.

regioni di svuotamento è quello che determina quanta corrente può scorrere attraverso il canale.

La regione di confine entremamente sottile tra ogni regione di svuotamento ed il canale attraverso il quale scorrono i portatori dalla source al drain ha qualche importante proprietà. Essa è nota come "regione di Debye". Al massimo è spessa alcune decine di Angstrom. C'è un "salto di potenziale" ai capi di questa regione

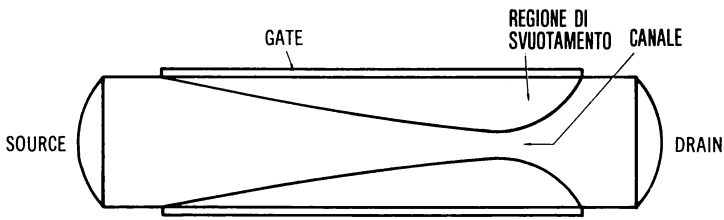


Fig. 5-3. Condizioni della corrente di canale in un dispositivo FET.

di (kT/q), essendo la sua grandezza di circa 26 millivolt a temperatura ambiente. Normalmente, il campo che risulta dalla presenza di questo salto di potenziale è inferiore di quello che esiste nella regione di svuotamento (il quale mantiene invece legati i portatori). Comunque quando il canale è quasi chiuso, i campi di svuotamento sui due lati del canale diventano piuttosto piccoli ed allora, il salto di potenziale può diventare il campo controllante. Sotto queste condizioni il dispositivo FET si comporta quasi come un transistore bipolare che ha un β infinito. Il risultante modo di funzionamento è un vero modo di diffusione, ed il dispositivo mostrerà un valore di transconduttanza per unità di corrente che è quasi lo stesso di quello del transistore bipolare. Questo modo di funzionamento a diffusione può esistere oltre una gamma di corrente tanto grande quanto 100.000 a 1, tipicamente con valori che vanno da frazioni di un nanoampere a decine di microampere.

Quando il canale si allarga, una considerevole quantità di carica può scorrere attraverso il centro del canale senza essere influenzato dal campo di controllo che è esercitato dalla regione di Debye. Allora il valore di transconduttanza per unità di corrente del dispositivo FET è marcatamente più bassa di quello incontrato con un transistore bipolare. Questa condizione di canale più largo è quella che fu considerata da Shockley nel suo studio originale sui transistori. L'effetto del campo di svuotamento conduce alla relazione della legge di potenza tra la tensione e la corrente per questi dispositivi, e li rende più liberi delle componenti di ordine elevato di distorsione che affliggono i dispositivi esponenziali come i transistori bipolari. Questa condizione spiega la ragione per cui questi dispositivi sono usati estensivamente sia come miscelatori che nelle parti iniziali dei ricevitori.

Quando questi transistori stanno funzionando nel modo di diffusione, l'ammontare di tensione di drain richiesta per attivarli è soltanto pochi millivolt. Comunque quando l'ammontare della corrente di drain aumenta, si può osservare qualcosa simile alla regione di "saturazione" osservata con i transistori bipolari. Quando aumenta la tensione di drain, la corrente aumenta fino ad un punto, e poi si livella. Sopra il punto dove si livella, il dispositivo FET si dice che sia a"corrente costante" (pinched off) e la corrente attraverso il dispositivo non varia più in modo significativo con la tensione di drain applicata. Una conseguenza di questo è che i dispositivi possono essere usati come resistori variabili o come generatori di correnti costanti. Quando la tensione di gate è variata, la corrente di drain varia, ma non varia significativamente con la tensione di drain.

L'ammontare della tensione di gate richiesta per indurre variazioni nella corrente di drain attraverso un dispositivo FET può variare su una gamma abbastanza ampia. I dispositivi JFET furono i primi dispositivi FET che poterono essere realizzati in modo relativamente attendibile, così che i predetti tipi di controllo potevano essere documentati. Fino a quando il drogaggio e la lunghezza del canale sono controllati in modo corretto, è possibile ottenere un funzionamento attendibile e stabile di questi dispositivi. Comunque i dispositivi a gate isolato hanno dimostrato d'essere un problema più complesso. Le derive (drift) nello strato isolante hanno condotto a distribuzioni di cariche differenti sotto il gate e variato l'ammontare della corrente di canale. La conseguenza è stata che fino a che fu controllato quel problema, non potevano esistere dispositivi stabili ed i dispositivi rimanevano curiosità da laboratorio. Questi dispositivi a gate isolato ora possono essere realizzati con sufficiente stabilità e rendimenti abbastanza alti, tanto che anche i circuiti integrati (contenenti migliaia di questi dispositivi) sono realizzati in modo meccanico.

Il vantaggio principale dei dispositivi FET è che l'impedenza d'ingresso sui loro gate può essere da alcuni megaohm (MΩ) a migliaia di megaohm. Troverete che realizzano degli eccellenti emitter follower (inseguitori di emitter) dove è essenziale ripetere una tensione senza caricare la sorgente, e tuttavia allo stesso tempo essere in grado di far funzionare adeguatamente un circuito pilotato. Questa è la ragione principale per cui sono comunemente usati come dispositivi d'ingresso negli amplificatori di oscilloscopi ed in amplificatori per strumentazione similare. Possono anche essere regolati per ripetere una tensione con l'offset quasi zero dall'ingresso all'uscita.

Alcuni dei dispositivi a gate isolato usano semplice ossido di silicio come strato isolante, ed altri strutture isolanti più complesse. Il problema qui è che lo strato isolante deve avere sia lo spessore controllato in modo preciso che caratteristiche di deposizione controllate con precisione estrema. Altrimenti, si incontra deriva (drift) con il tempo e con la temperatura. Una grande variazione nell'ammontare della tensione può essere richiesta da dispositivo a dispositivo per ottenere date condizioni di funzionamento. Con un dispositivo a *modo enhancement* (riempimento), per esempio, che è spento fino a che non è applicata una polarizzazione in

senso diretto, è idealmente desiderabile che l'iniziazione della polarizzazione di accensione richieda da alcune decine di volt ad almeno uno o due volt. Il punto di accensione dovrebbe essere conforme da dispositivo a dispositivo, e anche la corrente dovrebbe essere stabile con il tempo. Fino a quando la tensione source-gate non varia, la corrente di drain non dovrebbe variare, sia che la tensione applicata sia nella forma di un impulso avente una durata di frazioni di microsecondo oppure che continui per ore. I dispositivi FET a gate isolato rimpiazzeranno probabilmente i FET a giunzione in molte applicazioni ora che i problemi di stabilizzazione sono stati largamente risolti. Inutile dire che è richiesta una stabilizzazione simile per i dispositivi a *modo depletion* (svuotamento) se devono funzionare in modo soddisfacente nei circuiti d'ingresso di oscilloscopi.

Ci sono varie combinazioni di isolanti che sono stati usati con i dispositivi IGFET. Il più comune è l'ordinario ossido di silicio, ma deve essere estremamente puro, cristallizzato ed esente da trappole, impurità o difetti. Combinazioni di ossido di silicio e nitruro di silicio sono usate su alcuni dei dispositivi più critici, in quanto la deriva sembra molto meglio controllata quando si usa uno strato di entrambi. Comunque anche allora, entrambi gli strati devono essere estremamente puri e perfettamente cristallizzati.

Lo strato di isolante usato nei dispositivi IGFET deve essere estremamente sottile se le tensioni di controllo devono essere mantenute ad un volt o quasi. La conseguenza di ciò, è che il campo elettrico nell'isolante può superare i 100.000 volt per centimetro, e gli strati isolanti sono molto vulnerabili all'elettricità statica.

Una delle storie più comuni è quella di qualcuno che porta il calcolatore tascabile in un negozio di riparazioni, dicendo che gli è successo qualcosa. Il proprietario aveva solo attraversato il tappetino, e quando l'ha preso in mano una scintilla si è scaricata su uno dei tasti. A quel punto il riparatore disse: "Va bene. So cosa ha che non funziona. Ci vorranno 35 dollari per la riparazione".
Una scintilla aveva distrutto alcuni dei circuiti integrati nonostante i diodi protettivi costruiti in esso. Questi diodi o (diodi zener a bassa tensione) sono spesso posti sul chip adiacente ai terminali esterni. Sono molto utili, ma i campi elettrostatici possono ancora distruggerli se una forte scintilla penetra nei circuiti.

La maggior parte dei transistori ad effetto di campo che si può trovare sono del tipo a canale n. Questo perchè è molto più facile ottenere contatti ohmici alla source ed al drain in un segmento di materiale semiconduttore di tipo n e avere tuttavia anche un comportamento di canale corretto. Il dispositivo a canale n richiede una tensione di alimentazione positiva sul suo drain proprio come fa un transistore npn sul suo collettore. Il FET a canale n, può essere o un dispositivo *enhancement* (riempimento), oppure un dispositivo *depletion* (svuotamento). Questa è una conseguenza del fatto che è abbastanza facile stabilire un eccesso di elettroni nella regione del canale con questi dispositivi. Allo stesso tempo, è possibile farli condurre con almeno modesti ammontari di polarizzazione inversa. Molte delle applicazioni degli oscilloscopi dei dispositivi FET sono basate su

dispositivi a canale n del modo depletion (svuotamento). Troverete di grande interesse un esperimento applicativo basato su questo modo e tipo.

Il dispositivo a canale p richiede una tensione negativa applicata al suo drain. La corrente che lo attraversa è aumentata rendendo più negativo il gate rispetto alla source. La maggior parte dei dispositivi a canale p sono dispositivi a *modo enhancement* (riempimento) in quanto che il gate deve essere polarizzato in senso diretto rispetto alla source (polarizzata verso il drain), per fare scorrere anche piccoli ammontari di corrente di drain.

MODI ENHANCEMENT (RIEMPIMENTO) E DEPLETION (SVUOTAMENTO)

Una caratteristica particolarmente significativa di tutti questi dispositivi FET è che le correnti di drain normalmente *non* aumentano o diminuiscono con la polarizzazione di gate tanto rapidamente quanto l'avete osservato con il transistore bipolare. Questo perchè con probabilità non farete normalmente funzionare uno di essi ad un basso valore di corrente come è richiesto per dimostrare un modo di funzionamento ad efficienza di transconduttanza sufficientemente alta. È generalmente possibile in questo modo distinguere tra i FET attuali ed i dispositivi bipolari.

Comunque, questo *non* significa che è molto difficile far mostrare ai dispositivi FET un valore molto più alto di efficienza di transconduttanza dei valori ordinariamente trovati. Il raggiungimento di tali valori alti è dipendente parzialmente dal progetto fondamentale del dispositivo, in quanto un canale, la cui conduttività varia in una maniera correttamente scelta dal suo centro ai suoi limiti più esterni, può condurre ad aumenti sostanziali in questo fattore di efficienza. (Questo sarà molto più probabilmente osservato con i dispositivi VMOS FET). Il limite sull'efficienza di trasconduttanza del dispositivo JFET è l'unità, ma con alcuni dispositivi IGFET, si può trovare un massimo di circa mezza unità.

Attualmente il silicio è il materiale principale per la produzione dei dispositivi FET. Il germanio non si è dimostrato soddisfacente a causa del suo alto livello di corrente di dispersione e il suo basso valore di temperatura di picco. Comunque, l'arseniuro di gallio si è introdotto significativamente nel mercato dei dispositivi ad alta frequenza, grazie alla più alta velocità di diffusione degli elettroni rispetto ai materiali attualmente disponibili. I dispositivi GaAs sono sostanzialmente più difficili da realizzare. Sono largamente usati per amplificatori a microonde e per applicazioni simili.

Si dice che i transistori ad effetto di campo sono in modo di "pinch-off" di funzionamento quando funzionano come amplificatori. Il loro cosiddetto "modo lineare" è veramente un tipo di modo a saturazione in quanto c'è poco e nessun controllo disponibile per il modo di variare della tensione di gate. Perciò, il modo di pinch-off dovrebbe essere veramente chiamato il modo di funzionamento ad

amplificatore. A causa della quasi totale indipendenza della corrente di drain dalle variazioni della tensione di drain, il dispositivo può essere usato come generatore di corrente controllato in tensione nello stesso modo in cui può essere usato un tubo a pentodo. Sono estremamente utili quando è necessario raggiungere un livello esattamente controllato di corrente che è quasi indipendente dalla tensione applicata.

La lunghezza della regione di gate lungo l'asse del canale del FET controlla la sua frequenza operativa massima e la tensione di drain massima. La velocità di diffusione delle cariche maggioritarie determina la lunghezza minima del tempo perchè abbia luogo l'azione di controllo sotto il gate, e contribuisce alla determinazione della frequenza operativa massima. Il tempo di diffusione lungo l'effettiva lunghezza del gate è perciò un parametro critico. Ci si può aspettare venga degradato il guadagno di dispositivo alla frequenza di segnale se il tempo di transito per attraversare il gate eccede più o meno un quarto di periodo. Come con i transistori bipolari, la frequenza operativa massima è quella frequenza alla quale il dispositivo in una configurazione di circuito ottimale è appena in grado di sviluppare un guadagno di potenza unitario.

Uno dei problemi maggiori incontrati con i dispositivi FET, è stato ottenere regioni di gate abbastanza brevi senza provocare guasti di dispositivo. Due recenti sviluppi hanno puntato a soluzioni quasi ideali di questo problema. Quello che si fa inizialmente è di costruire un transistore bipolare e poi farlo funzionare come un dispositivo FET. Per fare questo, si fa crescere un transistore mesa oppure planare e si incide un insieme adatto di scanalature a V nella superficie della struttura. Se poi, la superficie della scanalatura è coperta da uno strato molto sottile di ossido di silicio e/o nitruro di silicio, si può depositare un gate sulla cima dell'isolante ed ecco, si ha un dispositivo a modo enhancement (riempimento). Assomiglia a un transistore bipolare senza la connessione di base usuale, ma con un elettrodo capacitivo al suo posto. Questi cosiddetti transistori ad effetto di campo VMOS stanno dimostrando di avere un potenziale estremamente alto sia come elementi per complessi circuiti integrati su larga scala che anche come transistori di potenza. Tendono ad avere efficienze di transconduttanza più alte dei dispositivi FET ordinari, ma non valori così alti che la loro limitazione di potenza sia così severa come con i dispositivi bipolari. Troverete molto desiderabile usare il vostro speciale microamperometro/milliamperometro (oppure DVM su gamme di millivolt) con la sua caduta di tensione molto bassa con tutti questi dispositivi, perchè ognuno di essi può mostrare di stare funzionando in condizioni dove una degenerazione di emettitore o di source può avvenire senza che ve ne accorgiate.

Lo sviluppo di dispositivi di successo FET di potenza, come i VMOS, è stata la meta fin dal momento in cui furono fatti i primi FET di successo, poichè fu quasi immediatamente evidente che questi dispositivi avevano meno probabilità di "autodistruggersi" quando erano sovraccaricati. (La corrente di drain diminuisce con l'aumentare della temperatura, mentre la corrente di collettore aumenta,

formando punti caldi e generando guasti). Un'altra importante caratteristica dei dispositivi VMOS è il fatto notato precedentemente che le loro efficienze di transconduttanza possono essere più alte che per i FET ordinari, ma non tanto alte quanto per un transistore bipolare. Come risultato, la loro capacità nel modo d'impiegare la potenza è significativamente migliore di quella per i dispositivi bipolari. In una maniera abbastanza interessante è facilmente mostrato che l'abilità di impiegare la potenza ha una relazione inversa alla efficienza di transconduttanza (vedere l'Appendice A).

COLLAUDO DEI TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

Il collaudo (testing) dei dispositivi FET può essere fatto con alcuni tester a transistori, e anche, con alcuni tester a tubo se le tensioni di alimentazione sono abbastanza piccole. Elettricamente, sono piuttosto simili nel funzionamento ai transistori bipolari oppure ai tubi elettronici a pentodo. A causa della loro efficienza di transconduttanza ridotta nella normale gamma operativa, e a causa della differente configurazione del diodo, essi possono essere differenziati abbastanza facilmente dai transistori bipolari. Per questa regione, è utile progettare un circuito per provarli.

Poichè i codici 2N usati con molti dispositivi allo stato solido non servono per la classificazione, probabilmente è conveniente scegliere questi dispositivi, come con i transistori bipolari, in diverse classi, come il modo enhancement (riempimento) a canale n, depletion (svuotamento) a canale n, enhancement a canale p e, possibilmente, depletion a canale p. (I dispositivi dell'ultima classe sono attualmente, molto rari). Può anche essere utile provare i FET in funzione della frequenza, per fare una classificazione approssimata basata sulla risposta in frequenza. Possono dimostrarsi utili, ulteriori suddivisioni dei dispositivi a giunzione e dei dispositivi a gate isolato. I dispositivi a gate isolato possono condurre solo attraverso il canale; mentre, i dispositivi a giunzione potrebbero aprire almeno un diodo. Provare un assortimento di dispositivi buoni conosciuti è il miglior modo per scoprire quali regole di classificazione siano da usare quando si esegue il collaudo con un ohmetro. I dispositivi a modo depletion (svuotamento) dovrebbero mostrare conduttività attraverso il canale e la presenza di diodi rispetto al gate.

I dispositivi ad effetto di campo si sono dimostrati superiori ai dispositivi bipolari sotto molti aspetti nei circuiti integrati complessi. Probabilmente una delle ragioni più importanti è l'ammontare estremamente piccolo di potenza di controllo richiesta per farli funzionare. (Sia la potenza di controllo di ingresso che la potenza di alimentazione di uscita possono essere straordinariamente piccole). Valori molto alti di fan-out (il numero di ingressi di dispositivo che può controllare un dispositivo singolo) possono essere spesso raggiunti perchè tutta la corrente d'ingresso richiesta per gli stadi di carico è per il caricamento di capacità. Poi, la

capacità d'ingresso dei FET è come ordini di grandezza inferiore a quella dei transistori bipolari. La conseguenza di carichi di fan-out sarà primariamente quella di limitare la frequenza di commutazione massima per un circuito. L'efficienza di transconduttanza può entrare nella velocità massima di commutazione per questi circuiti, poichè la cifra di merito di frequenza assume la forma generale:

$$f_{max} = F\,(g_m/C) = F\,(\kappa\,\Lambda\,I_c/C) \qquad \text{(Eq. 5-1)}$$

dove,

F è una funzione della forma indefinita, possibilmente lineare,
g_m è la transconduttanza,
C è la capacità d'ingresso del dispositivo.

Con transistori bipolari, che hanno dei kappa pari approssimativamente all'unità, le capacità possono essere grandi abbastanza per i dispositivi FET da eliminare i vantaggi del kappa. Nelle normali condizioni di funzionamento i valori di kappa, per dispositivi FET tipici, variano da 0,03 a 0,2. La capacità d'ingresso per i transistori bipolari è alta perchè è generata tramite variazioni della densità della carica minoritaria oltre distanze troppo corte.

L'impiego di tutti i tipi di dispositivi FET, particolarmente i dispositivi IGFET come notato precedentemente, deve essere fatto con estrema attenzione, particolarmente in inverno e in zone dove l'umidità è bassa. L'uso di un qualsiasi tipo di coperta o panno impermeabili e con alta resistenza, non è consigliabile poichè le cariche elettriche statiche possono produrre tensioni di migliaia o decine di migliaia di volt, e distruggere facilmente lo strato di ossido. È una pratica comune indossare indumenti speciali e collegare a massa le piattine con le condizioni di bassa umidità dette. Le precauzioni maggiori sono prese nelle aree di produzione dove questi tipi di dispositivi sono maneggiati. Sono anche richieste speciali scarpe conduttive e pavimenti conduttivi. Non è sufficiente lavorare in una "stanza pulita", come è richiesto quando si lavora con i dispositivi elettronici e con sistemi progettati per alta affidabilità.

Una volta che vi siete familiarizzati con le caratteristiche dei dispositivi FET misurando i loro parametri, come descritto nei seguenti esperimenti dovrete costruire e provare alcuni circuiti che li usano. Dopo che vi siete abituati all'approccio a transconduttanza troverete che la conversione da transistori bipolari ai transistori ad effetto di campo è relativamente semplice e chiara. *Tutti* questi dispositivi sono realmente controllati in transconduttanza. Perciò vi sarà anche chiesto di compiere alcuni esperimenti che sono molto simili a quelli che avete già compiuto nei Capitoli 3 e 4. Comunque, troverete che ci sono delle differenze sia nelle caratteristiche fondamentali che nelle applicazioni dei circuiti.

ESPERIMENTO 1

Rilievo delle Caratteristiche dei FET

Avete due importanti necessità per provare i dispositivi FET. La prima è il bisogno di configurare un circuito che vi permetta di misurare ciò che vi serve conoscere su questi dispositivi. Questo include tutti i tipi, i FET a giunzione ed a gate isolato, i FET a canale n ed a canale p ed i tipi a modo depletion (svuotamento) ed a modo enhancement (riempimento).Il secondo bisogno è una configurazione semplice che vi permetta di provare i dispositivi ed anche di classificarli in modo da sapere quello che avete. La prima di queste configurazioni di circuito può essere basata sul vostro circuito analizzatore a transistore bipolare. Comunque, la seconda richiede una speciale unità come un tester per transistori bipolari. Gli schemi dei circuiti per alcuni tester speciali sono inclusi nell'Appendice B. Dovrete familiarizzarvi con il circuito analizzatore e il suo funzionamento così come con il circuito tester semplice, siccome in tempi diversi potreste aver bisogno di fare una dettagliata analisi della curva e potreste aver bisogno di fare un controllo di routine per il funzionamento corretto. Una volta trovato un buon dispositivo, potete usare le procedure precedentemente descritte per stabilire i giusti valori di resistenza e di polarizzazione per il circuito.

Passo 1

Cablate la scheda senza saldature come mostrato nella Fig. 5-4. Sarà di nuovo utile una alimentazione a tensione multipla regolata, ma per ottenere i risultati più efficaci, dovrete fare alcune variazioni minori nel modo in cui l'applicate. Come con il collaudo dei transistori bipolari, iniziate riportando graficamente gli andamenti a polarizzazione costante. Questa volta la tensione di drain (rispetto alla source) è usata per l'asse orizzontale e la corrente di drain è usata per l'asse verticale. (Questo è l'equivalente di quello che avete fatto con i vostri transistori bipolari). Comunque invece di usare la corrente d'ingresso (gate), dovrete riportare graficamente in termini di tensione di ingresso o di gate. Se non fosse per la sensibilità della temperatura della tensione di base sul transistore bipolare, potrebbe esser veramente meglio usare la tensione di base piuttosto della corrente di base anche con essi. (Quando usate andamenti di corrente di base costante, come è normalmente fatto, è utile avere una serie addizionale di andamenti a corrente costante in funzione della tensione di base e della tensione di collettore per completare la serie di informazioni di cui avrete bisogno per un progetto efficace). Fortunatamente, potete evitare il problema con l'uso della efficienza di transconduttanza e del (q/kT) I_c sia con i dispositivi FET che con i dispositivi bipolari.

Una configurazione di circuito ad alimentazione di drain è cablata similmente al circuito che avete usato con i dispositivi bipolari. Vi permetterà di ottenere una sweep (spazzolata) di tensione di alimentazione a polarità singola dal vostro trasformatore che varia da circa zero alla tensione di picco disponibile. NON FILTRATE L'USCITA, siccome avete bisogno della variazione a due volte la

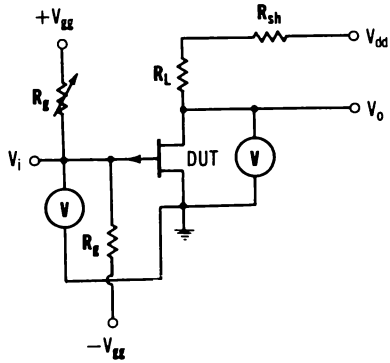


Fig. 5-4. Un circuito per provare i dispositivi FET.

frequenza di linea. Esaminate la forma d'onda col vostro oscilloscopio per essere sicuri che sia corretta. Disegnate una figura di essa sul grafico nella Fig. 5-5. Dovrebbe essere molto simile alle curve nella Fig. 5-6. Questa tensione variante è applicata al vostro dispositivo FET attraverso la solita resistenza protettiva di carico. (Dovrebbe far cadere la tensione di drain massima a metà alla corrente massima. Questa resistenza va generalmente con il nome di "resistenza di carico"). Come indicato, l'applicherete all'asse orizzontale del vostro oscilloscopio, dal drain alla source.

Il vostro circuito di polarizzazione del gate è diverso dal circuito di polarizzazione della base usato con i transistori bipolari. Per prima cosa, dovete essere in grado di polarizzare in senso diretto o in senso inverso un dispositivo sotto prova e, seconda, avete bisogno di una tensione di polarizzazione invece di una corrente di polarizzazione. Un circuito consigliato per questo è mostrato nella Fig. 5-7. Il vostro problema qui è che dovete preparare la polarizzazione sul limite di conduzione per il vostro dispositivo e poi, dovete fornire aumenti a gradini nella polarizzazione, con ogni fase di una misura nota. Un voltmetro digitale è quasi ideale per questa misura. Il resistore R1 è regolato per preparare il punto di corrente zero, e R2 è usato per stabilire la gamma completa di polarizzazione. Poi, R3 può essere usato per preparare la vera polarizzazione. Il pulsante la applica al

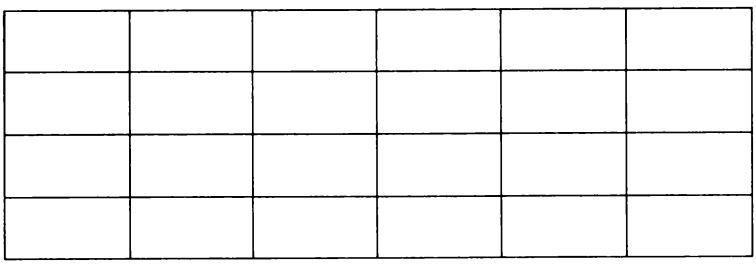


Fig. 5-5. Grafico della forma d'onda.

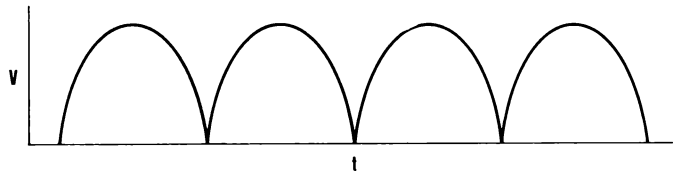


Fig. 5-6. Forme d'onda tipiche per un alimentatore ad uscita swept (spazzata).

dispositivo, e la resistenza in serie R4 è usata per permettere l'introduzione di un segnale in ca sul gate. Le fasi appropriate sono:

1. Porre R3 prossimo a zero.
2. Porre R1 per una piccola corrente di drain (50 μA).
3. Porre R3 al massimo ed R2 alla corrente di drain massima desiderata.
4. Disegnate andamenti per i diversi valori di R3.

Passo 2

Dal momento che state usando una alimentazione di drain separata per questo esperimento, potreste collegare il vostro circuito di polarizzazione di gate ai capi dei vostri alimentatori a tensioni variabili, se preferite. Se volete, collegate semplicemente il circuito di polarizzazione dal punto variabile positivo al punto variabile di segno meno, e regolateli entrambi per dare la gamma di controllo che richiedete. (Regolate l'una al limite della conduzione e l'altra per limitare la corrente al valore di picco desiderato). L'alimentazione negativa sistema lo zero per il dispositivo a canale n e l'alimentazione positiva sistema lo zero per il dispositivo a canale p. Il resto del circuito è come mostrato nella Fig. 5-8. Nel localizzare il punto di corrente di drain zero, scegliete R3 in modo che esso introduca un incremento di tensione estremamente piccola e poi, regolate l'appro-

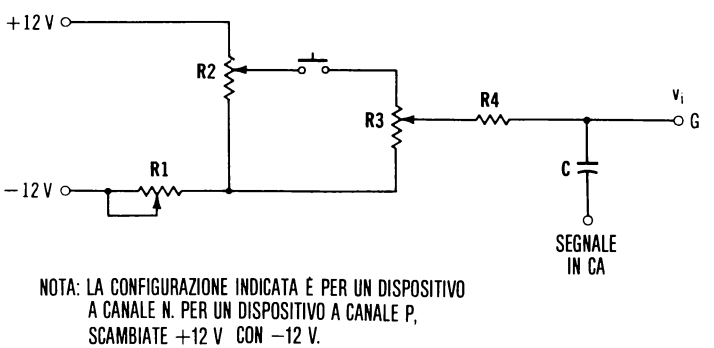


Fig. 5-7. Circuito di polarizzazione per un transistore ad effetto di campo.

priata alimentazione di ritorno in modo che sia osservato un incremento molto piccolo nella corrente di drain dallo zero. Con i dispositivi a modo enhancement (riempimento), R1 può essere ritornato a massa. Con i dispositivi a modo depletion (svuotamento), deve essere cablato come mostrato nella Fig. 5-7.

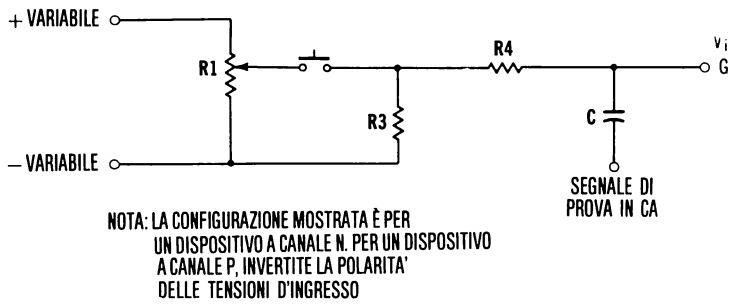


Fig. 5-8. Circuito di polarizzazione in alternata per un dispositivo FET.

Passo 3

Mantenere la caduta di tensione ai capi del circuito misuratore di corrente nel terminale di source estremamente bassa non è sempre tanto critico qui come lo era con i transistori bipolari, ma dal momento che potete entrare nella gamma di efficienza di transconduttanza alta, dovrebbe essere tenuta a meno di 20 millivolt. Un modo semplice per controllare questo è di porre un milliamperometro oppure un microamperometro nel circuito di drain e vedere se non c'è nessuna variazione significativa nella corrente di drain quando cortocircuitate il resistore di misura nel terminale di source. Se avete un problema, ci sarà un aumento significativo nella corrente di drain quando lo fate. Allora, dovete ridurre la resistenza di misura ed aumentare la sensibilità del vostro oscilloscopio usando un preamplificatore (booster amplifier) con un guadagno di stadio di dieci oppure cento al punto di misura. Per questo è ideale un amplificatore operazionale LM4250 che usa un'alimentazione a 3 volt negativa e positiva nel circuito come mostrato nella Fig. 4-27.

Passo 4

Ora, prendete una serie di andamenti operativi ad una serie conveniente di valori di tensione di gate. Scegliete questi valori in modo che possiate ottenere un aumento di circa un 20 ÷ 25% nella corrente di drain con ogni incremento dopo il primo. I valori di tensione scelti dovrebbero essere quelli convenienti, per esempio, 0,1, 0,2, 0,5, 1,0 volt, ecc... Registrate i dati nella Tabella 5-1 e riportate le curve sul grafico mostrato nella Fig. 5-9. Se preferite e se potete farlo, eseguite delle foto Polaroid delle curve mostrate sul vostro oscilloscopio. Assicuratevi di

identificare il dispositivo che state usando così più tardi potrete fare ulteriori test. Ricordatevi anche che prima di finire i test dovrete provare sia i tipi di dispositivi a canale n che quelli a canale p. Una unità depletion a canale n è un buon dispositivo da usare come punto di partenza.

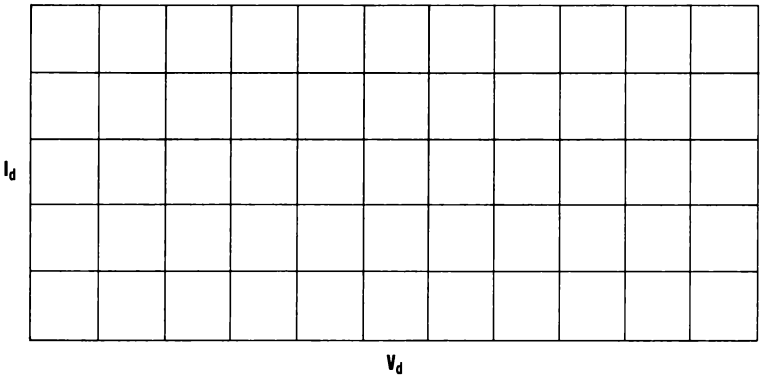


Fig. 5-9. Grafico per l'Esperimento 1, Passo 4.

Tabella 5-1. Dati per l'Esperimento 1, Passo 4

V_g				
V_d				
I_d				
V_g				
V_d				
I_d				
V_g				
V_d				
I_d				
V_g				
V_d				
I_d				

Passo 5

Scegliete un altro dispositivo FET, uno che abbia una polarità di canale opposta e ripetete le prove fatte con il primo. Riportate nuovamente le curve e identificatele con il dispositivo in modo che possiate coordinarle nei prossimi esperimenti. (Usate un foglio di carta millimetrata separato per riportare le curve). Riportate le curve simili per gli altri dispositivi che potete provare. Registrate i dati nella Tabella 5-2.

Esaminate i dati che avete registrato in queste fasi. Descriveteli ed esaminateli attentamente nello spazio seguente. Avete delle prove che questi dispositivi hanno efficienze di transconduttanza ridotte? Sono altrettanto non lineari dei transistori bipolari e diodi che avete provato?

Poichè è richiesta maggiore variazione di tensione di polarizzazione per fare una variazione di 2:1 nella corrente di drain, l'efficienza di transconduttanza deve essere significativamente inferiore di quella dei transistori bipolari. Inoltre, il raggruppamento degli andamenti di polarizzazione è tale che chiaramente non hanno lo stesso tipo di caratteristiche di non linearità che hanno i dispositivi bipolari. La direzione in senso diretto della polarizzazione sui dispositivi a canale

Tabella 5-2. Dati per l'Esperimento 1, Passo 5

V_g				
V_d				
I_d				
V_g				
V_d				
I_d				
V_g				
V_d				
I_d				
V_g				
V_d				
I_d				

n è positiva, mentre, la polarizzazione in senso diretto per i dispositivi di canale p è negativa. Alcuni dispositivi "si accendono" con il gate inversamente polarizzato (rispetto al drain), ed altri si accendono con il gate polarizzato in senso diretto.

Passo 6

Continuate questa procedura fino a che non avete provato tutte le varie classi di dispositivi che sono state trattate. Assicuratevi di includere i vari tipi di JFET ed anche i vari tipi di IGFET. Descrivete e spiegate quello che avete trovato, riportando grafici almeno di alcuni dei dispositivi. Registrate i dati nelle tabelle precedenti oppure sulle tabelle che avete costruito sui fogli da carta separati. Poi, preparate una tabella condensata che identifichi le proprietà dei diversi dispositivi che avete provato. Usate la Tabella 5-3. Ricordatevi che il valore di kappa può essere approssimato dividendo 0,018 per le variazioni di 2:1 nella corrente di drain.

Tabella 5-3. Dati Caratteristici per il Passo 6

Dispositivo	R_{in}	K	Tipo depletion (svuotamento)?	Tipo enhancement (riempimento)?
Giunzione a canale N				
Giunzione a canale P				
Gate isolato a canale N				
Gate isolato a canale P				

ESPERIMENTO 2

Valori di Transconduttanza per FET Tipici

Come è stato ripetutamente mostrato (ad iniziare dal Capitolo 3), dovete costruire un ambiente operativo per il vostro transistore. Comunque, in ultima analisi, il suo funzionamento dipende dal suo comportamento di piccolo segnale. Ciò è ugualmente vero per circuiti di commutazione, siccome essi *non* commuteranno a meno che il guadagno di tensione attraverso la regione attiva sia sufficiente da assicurare la transizione. (Ciò richiede una transconduttanza sopra la gamma operativa che è adeguata ad assicurare un guadagno di circuito elettrico completo in eccesso all'unità). Avrete bisogno di modificare il circuito in modo che possiate introdurre un piccolo segnale alternato nel circuito di gate. Allora potete osservare il segnale alternato risultante che è generato nel circuito di drain. Dovreste proprio iniziare come avete fatto quando stavate applicando una tensione di segnale sulla base del transistore bipolare - regolate la tensione del segnale

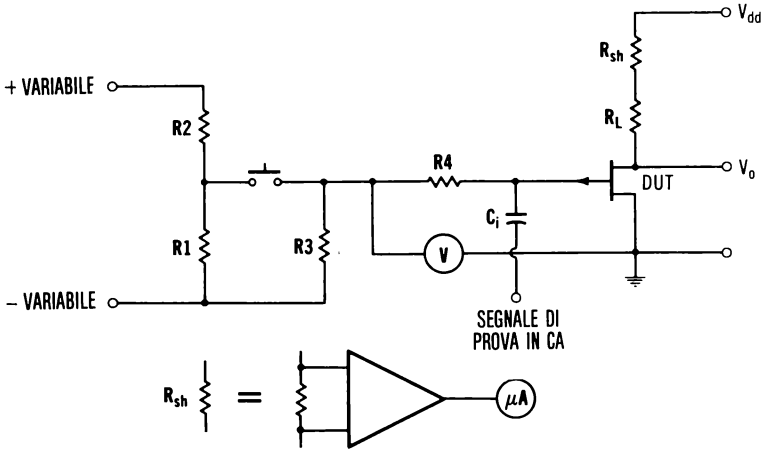


Fig. 5-10. Circuito per la prova a piccolo segnale di un dispositivo FET.

d'ingresso in modo che ci sia una buona uscita sinusoidale che quasi non abbia distorsione. Questa volta potete probabilmente applicare almeno 100 millivolt invece del limite di 5 millivolt che avete usato con il dispositivo bipolare. Le connessioni di circuito che avete bisogno di fare sono mostrate nella Fig. 5-10. Usate uno dei FET che avete già provato. Disponete la polarizzazione per una corrente di drain di 2mA. Qui di nuovo, i valori componenti dipendono dal vostro dispositivo, perciò sperimentate attentamente. La vostra esperienza con i dispositivi bipolari può essere una guida utile.

Passo 1

Adattate il vostro circuito e installate il vostro transistore. Poi, regolate la tensione d'ingresso di segnale e misuratela. Ora, sulla base del valore di resistenza di carico che avete scelto, calcolate la transconduttanza per il vostro dispositivo. (Un buon valore di resistenza di carico è 1 dando un guadagno di tensione per lo stadio tra 2 e 5). Se il guadagno di tensione dovesse eccedere 10 ÷ 20, la resistenza di carico è troppo grande per il vostro scopo e dovrebbe essere ridotta. Variate la polarizzazione di gate e registrate la tensione statica, quella d'ingresso di piccolo segnale e la tensione di uscita. Leggete la corrente di uscita ad ogni punto e calcolate il guadagno di tensione, la tranconduttanza, e la transconduttanza per unità di corrente ad ogni punto. Poi, variate la tensione di alimentazione di drain per vedere che effetto ha sulla corrente di uscita e sulla transconduttanza. Registrate i dati nella Tabella 5-4 e riportate graficamente gli andamenti a valore costante della transconduttanza così come gli andamenti di polarizzazione costante su un grafico avente la tensione di drain sull'ascissa e la corrente di drain

sull'ordinata. Dopo aver fatto questo, discutete i risultati.

Tabella 5-4. Dati per l'Esperimento 2, Passo 1

V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				
V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				
V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				

Passo 2

Sostituite uno degli altri dispositivi FET che avete provato e di cui avete le curve e ripetete i processi del Passo 1. Nel processo, tracciate i percorsi di diversi valori convenienti di transconduttanza sul vostro foglio delle curve per il dispositivo e contrassegnateli secondo il valore della transconduttanza.

Tabella 5-5. Dati per l'Esperimento 2, Passo 2

V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				
V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				
V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				

Dovrebbero dimostrarsi adatti valori come 500, 1000, 2000, 4000 micromho ecc. Scegliete i valori per il dispositivo che vi darà una serie conveniente con cui lavorarci. Se ogni significativa similarità o differenza è notata nel provare il dispositivo, registratela assieme ai dati. Registrate i dati nella Tabella 5-5.

Le posizioni degli andamenti costanti per g_m possono essere sovrapposte agli andamenti di polarizzazione per il corrispondente transistore usato nel Passo 1. Quali sono le vostre osservazioni?

Una cosa che probabilmente noterete è che gli andamenti di transconduttanza per ogni tipo dato o numero di codice di dispositivo, sarà quasi identico in posizione sul grafico in funzione della corrente di drain, mentre, gli andamenti della tensione di gate varieranno da un dispositivo di un numero di codice dato al successivo. Questo può solo confermare ulteriormente le nostre conclusioni che il parametro importante è la transconduttanza. Il valore di kappa può variare, ma di una quantità sorprendentemente piccola, eccetto quando andate da un numero di codice ad un altro. Allora, la differenza può essere significativa, siccome la struttura meccanica del canale può differire in modo sostanziale da un dispositivo di un codice ad un altro di codice differente.

Passo 3

Ripetete il Passo 2 per vari altri dispositivi che avete provato e di cui avete le curve. In ogni caso, aggiungete una linea tratteggiata per gli andamenti di valori scelti di transconduttanza. Registrate i dati nelle Tabelle 5-6 e 5-7. Tracciate anche una curva separata di transconduttanza in funzione della corrente di drain ad una determinata tensione di drain, per esempio, una tensione tra 2 e 5 volt. Usate il

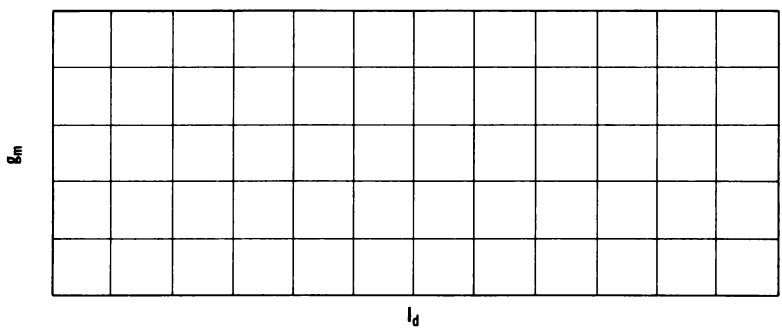


Fig. 5-11. Grafico della transconduttanza in funzione della corrente di drain.

grafico dato nella Fig. 5-11 per le vostre curve. Trattate e spiegate quello che vi dicono i risultati precedenti.

Tabella 5-6. Dati per l'Esperimento 2, Passo 3

V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				
V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				

Passo 4

Calcolate i valori di efficienza di transconduttanza a differenti valori di corrente di drain per ognuno dei vostri dispositivi FET. Riportate le curve mostrando come varia questo parametro con la corrente di drain. Cosa vi dice questo a riguardo dei vostri dispositivi? Questi dispositivi sono lineari, tanto non lineari quanto i diodi ed i transistori bipolari, o intermedi? Spiegate i vostri ragionamenti e riportate le curve della efficienza di transconduttanza sul grafico nella Fig. 5-12.

Se i dispositivi sono lineari, la transconduttanza sarà costante in funzione della corrente di drain. Noi crediamo che non abbiate trovato essere questo il caso con

Tabella 5-7. Altri Dati per il Passo 3

V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				
V_g				
V_d				
I_d				
v_s				
v_o				
K_v				
g_m				
κ				

la maggior parte delle gamme operative dei dispositivi che avete provato. (La presenta di tale regolarità è indicativa di una resistenza di degenerazione di emettitore o di source). Se il dispositivo obbedisce alla relazione del diodo allo stato solido, l'efficienza di transconduttanza sarà una costante oppure una unità,

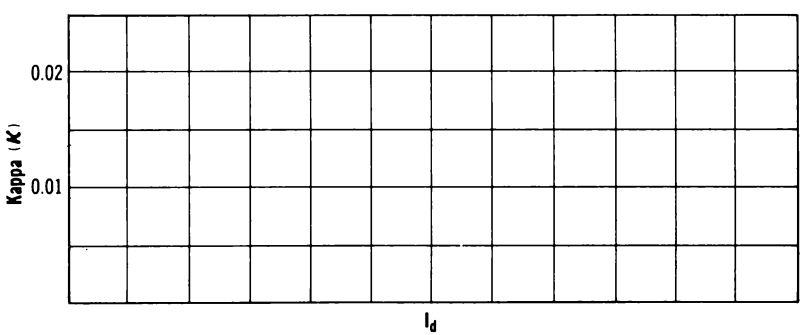


Fig. 5-12. Curve di efficienza della transconduttanza per l'Esperimento 2, Passo 4.

con la transconduttanza globale (in mho) nell'ultimo caso che è approssimativamente 39 volte la corrente (in ampere).

Se il dispositivo obbedisce ad una relazione quadratica di corrente a tensione, la transconduttanza sarà proporzionale alla radice quadrata della corrente di drain e l'efficienza di transconduttanza sarà inversamente proporzionale alla radice quadrata della corrente di drain. Si può poi mostrare che potrebbero esistere le seguenti relazioni addizionali possibili nella relazione della corrente alla tensione.

I	V^2	$V^{3/2}$	V^3
g_m	$I^{1/2}$	$I^{1/3}$	$I^{2/3}$
g_m/I	$I^{-1/2}$	$I^{-2/3}$	$I^{-1/3}$

Possono essere sviluppate altre relazioni. Dovreste riportare graficamente alcune di queste relazioni sul grafico nella Fig. 5-13, e vedere se la relazione dell'efficienza di transconduttanza sembra adattarsi a qualcuna di esse. Potete elaborare alcune relazioni addizionali e provarle, se desiderate. A valori molti bassi di corrente di drain troverete che il dispositivo sembra infatti non obbedire all'equazione del diodo. Comunque a valori di corrente più alti sembra obbedire ad una legge esponenziale, ma non molto precisamente.

ESPERIMENTO 3

Progetto di un Circuito Amplificatore

Come usate tutte queste informazioni per decidere quali valori usare per i componenti di un circuito? Per mostrare questo, prendiamo una serie di curve

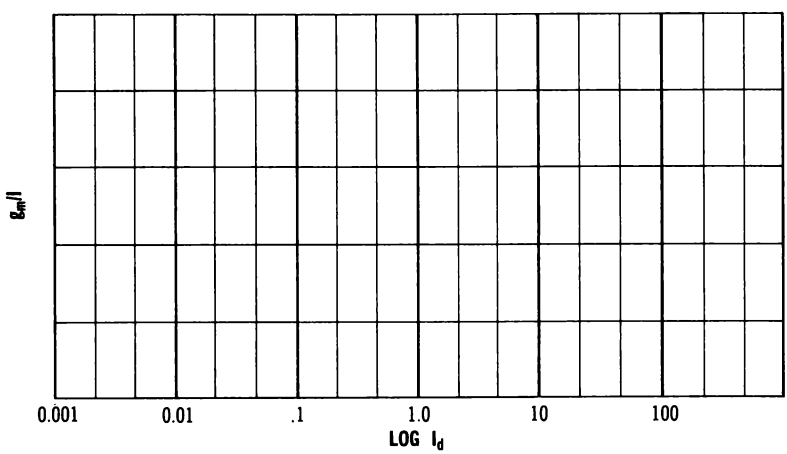


Fig. 5-13. Seconda serie di curve per il Passo 4.

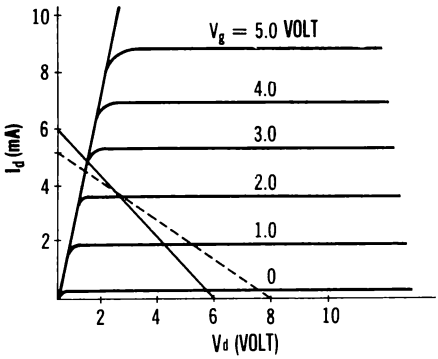


Fig. 5-14. Curve tipiche dei transistori ad effetto di campo.

tipiche per un ipotetico dispositivo FET come quelli nella Fig. 5-14 ed eseguiranno i passi seguenti. Gli stessi passi applicati ai transistori bipolari, con la differenza sostanziale che con i transistori bipolari potreste dover lavorare con una proiezione della vostra retta di carico sopra il campo della tensione di base e della tensione di collettore dal campo della tensione di collettore e della corrente di collettore. (La retta di carico campione, la linea tratteggiata, è a 8 volt e 1600 Ω).

Poichè la corrente di uscita è una funzione di almeno due variabili (V_g e V_d con un dispositivo ad effetto di campo, e V_b e V_c con un dispositivo bipolare), il funzionamento del vostro dispositivo è definito tramite una superficie. È possibile esprimere le relazioni per il dispositivo ad effetto di campo nei termini delle due tensioni e della corrente di uscita ma, con il dispositivo bipolare, è necessario usare la corrente di base come parametro di rappresentazione, rendendo necessaria la seconda famiglia di curve. Su una famiglia di curve che state usando, osservate la proiezione di una famiglia di andamenti di una superficie su un piano ed anche la linea di carico è una proiezione. Su una famiglia di curve di collettore o drain, la proiezione di una linea di carico lineare è una linea retta, ma non può essere una linea retta in un caso generale. I punti di intersezione della linea di carico con gli andamenti di polarizzazione sulla famiglia di collettore devono essere trasferiti a tensione di collettore costante alla famiglia d'ingresso e riportati sulle corrispondenti linee della corrente di base.

Passo 1

Poichè il vostro transistore sarà collegato in serie con la sua resistenza di carico, la tensione di alimentazione di collettore o di drain, a seconda del caso, deve suddividersi ai capi del dispositivo ed il suo carico. Quando c'è un flusso di corrente zero, tutta la tensione appare ai capi del transistore; d'altra parte, potete immaginare un punto al quale tutta la tensione apparirà ai capi del carico, ed il transistore apparirà essere cortocircuitato. Il punto corretto lungo l'asse della

corrente di collettore si trova dividendo V_{cc} per la resistenza di carico. I due punti risultanti possono essere collegati con una linea retta. In assenza degli effetti di induttanza o di caricamento, questo mostrerà come variano le correnti e le tensioni per il transistore. Se il vostro transistore è bipolare, avrete bisogno di trasferire le intersezioni della linea di carico con gli andamenti della corrente di base a tensione di collettore costante nel punto corrispondente sul tracciato V_b/V_c. Poi, potete tracciare la proiezione di ingresso per questa linea di carico e leggere anche la tensione di base nominale. (Notate che può variare l'esatta posizione di ogni andamento I_b per un dispositivo bipolare rispetto alla tensione di base in funzione della temperatura, ma non variano le distanze tra gli andamenti successivi).

La situazione con il dispositivo FET è più semplice perchè non dobbiamo usare la corrente di base come intermediario, ma possiamo lavorare direttamente con la tensione di gate. Le curve di un ipotetico dispositivo FET sono mostrate nella Fig. 5-14, insieme con una linea di carico, (linea continua) per un dispositivo funzionante con una alimentazione di drain di 6 volt. La corrente di drain massima teorica è di 6 milliampere, valore che definisce la posizione della linea di carico. (La resistenza di carico è di 1000 Ω). Ad ogni intersezione di questa linea di carico con una linea di tensione di gate, dovrete leggere una transconduttanza approssimata per mezzo di una stima tra le posizioni delle linee. Se poi moltiplicate questa transconduttanza per la vostra impedenza di carico avrete il guadagno di tensione in quel punto. Fatelo per ciascuno dei punti ed inseriteli nella Tabella 5-8.

Tabella 5-8. Dati per l'Esperimento 3, Passo 1

I_d				
g_m				
K_v				
I_d				
g_m				
K_v				
I_d				
g_m				
K_v				

Una volta che avete il guadagno di tensione in funzione dei vari valori di polarizzazione di gate, potete calcolare la distorsione usando l'equazione:

$$\% D = \frac{25 (K_p - K_n)}{(K_p + K_n)} \qquad \text{(Eq. 5-2)}$$

dove,

l'indice p indica il valore più positivo,

l'indice n è il valore più negativo.

(Questa equazione presume che la variazione di amplificazione sia lineare. Casi più complessi vanno oltre gli intendimenti di questi libro).

Se la distorsione è eccessiva, o se l'amplificazione dimostra d'essere eccessiva, allora può essere aggiunta la retroazione negativa di source. L'equazione dell'amplificazione di tensione prende allora la forma:

$$K_v = \frac{-g_m R_L}{1 + (g_i + g_m) R_s} \qquad \text{(Eq. 5-3)}$$

In ogni caso, la transconduttanza g_m dipende dal prodotto dell'efficienza di transconduttanza, dal parametro di Fermi (q/kT), e dalla corrente diretta d'uscita. Con un dispositivo FET, il valore di g_i è trascurabile. Con un dispositivo bipolare, è più o meno g_m/β, che può essere spesso trascurato. L'Equazione 5-3 si applica sia ai transistori bipolari che ad effetto di campo.

Una volta che avete questi dati, potete decidere come desiderate far funzionare il vostro dispositivo, regolate semplicemente i valori di resistenza nel circuito per fornire il valore corretto della corrente d'uscita. Ora scegliete un valore della corrente di funzionamento ed un valore della corrente di drain per il FET. Dovrebbe essere accettabile un valore di 2 milliampere. Se avete già rilevato delle curve sul dispositivo, leggete il valore di transconduttanza a quella corrente. Per iniziare, assumiamo una tensione di alimentazione di drain di 6 volt. Dalla transconduttanza nota del dispositivo, scegliete un valore di R_s il quale darà un prodotto $g_m R_s$ di circa quattro, alla corrente scelta. Determinate la tensione che si svilupperà ai capi di questo resistore, ed assicuratevi che la tensione di alimentazione di drain sia circa 15 volte questa tensione (piuttosto che i 6 volt scelti precedementemente). Poi, fate delle misure statiche e di piccolo segnale sul transistore, se non le avete già fatte. Si ipotizza che voi stiate usando un transistore già misurato e perciò, si presuppone che i dati richiesti e le curve siano già disponibili da un precedente esperimento. Registrate i dati dell'amplificatore a transistore come sarà configurato con una resistenza di source, e con una resistenza di carico che è dieci volte la resistenza di source. Registrate i dati nella Tabella 5-9. Questi valori devono essere presi lungo la linea di carico. Avete spazio per provare diversi altri valori di tensione di alimentazione di drain, perciò vi consigliamo di provare anche quello.

Passo 2

Provate alcuni altri valori di tensione di alimentazione, ed anche altri valori di resistenza di source e di carico, ripetete le misure eseguite nel Passo 1. Registrate i

Tabella 5-9. Dati Addizionali per il Passo 1

V_{dd} = _____ volt ; R_L = _____ ohm ; R_s = _____ ohm				
V_g				
V_s				
V_d				
I_d				
v_i				
v_s				
v_o				
K_v				
$g_{m(eff)}$				

dati nella Tabella 5-10. Facendo questo, dovrete trovare l'amplificazione media e la distorsione percentuale dalle Equazioni 5-2 e 5-4.

$$K_{ave} = 0{,}5\ (K_p + K_n) \qquad \text{(Eq. 5-4)}$$

dove,
l'indice p indica il valore più positivo,
l'indice n indica il valore più negativo

Questa equazione *presume* che la variazione di amplificazione con la polarizzazione sia approssimativamente lineare. Il segno nell'Equazione 5-2 non è di nessun interesse in quanto indica soltanto la fase della distorsione. Queste equazioni possono essere usate per ottenere un'idea di come si comporterà l'amplificatore con segnali ragionevolmente grandi. Se l'equazione della distorsione indica sostanziali quantità di distorsione, significa che è desiderabile o la degenerazione di source oppure di emettitore per facilitare le richieste sulla retroazione globale che può essere applicata al sistema (Equazione 5-3).

Passo 3

Ripetete il processo con dispositivi di cui avete delle curve, usando dispositivi FET e bipolari. Determinate la distorsione ed il guadagno di tensione in funzione, in entrambi i casi, del parametro d'ingresso e registrate le informazioni nella Tabella 5-11. (In questo capitolo, è necessario usare l'indice "s" per *l'elemento di source* sul dispositivo FET invece della sorgente di segnale come è stato fatto nei capitoli precedenti). Osservate, anche, i risultati sul vostro oscilloscopio per

Tabella 5-10. Dati per il Passo 2

V_{dd}				
R_L				
R_s				
V_g				
V_s				
V_d				
I_d				
v_i				
v_s				
v_o				
K_v				

Tabella 5-11. Dati per il Passo 3

V_{dd}				
R_L				
R_s				
V_g				
V_s				
V_d				
I_d				
v_i				
v_s				
v_o				
K_v				
%D				

diversi dispositivi campione, usando sia una configurazione tempo-uscita che una configurazione di ingresso-uscita come avete imparato a fare. Esaminate attenta-

mente i dati e le presentazioni dell'oscilloscopio e spiegate ciò che avete imparato. (Conoscete la maggior parte dei fondamenti necessari per la progettazione di normali amplificatori a transistori. Potete probabilmente applicarli anche ad alcuni casi di tubi elettronici.)

Il confronto tra le variazioni di tensione e i veri dati di amplificazione di piccolo segnale, mostra subito che il modo migliore per apprezzare come si comporterà un amplificatore, è con l'esame dei dati di amplificazione di piccolo segnale. Proprio come l'uso del beta in cc nasconde la non linearità del beta di piccolo segnale, l'uso di variazioni di tensione nasconde la non linearità degli amplificatori veri. Il dispositivo FET, come il bipolare, è non lineare, ma è una non linearità relativamente piccola in quanto è essenzialmente monotono, o è sempre nella stessa direzione. Non lo è la variazione di beta. Come avete visto, il modo di funzionamento Shockley dei FET è molto meno trascendentale di quando non lo sia il transistore bipolare e per questa ragione non necessiterà tanta retroazione per la linearizzazione quanta ne è richiesta per il dispositivo bipolare.

Passo 4

Iniziate con un segnale che ha un'ampiezza di 1 millivolt in ca, a circa 1 KHz. Se volete amplificarlo ad 1 volt, usate amplificatori a 2 stadi. Per prima cosa, progettate un amplificatore bipolare, calcolando la distorsione probabile, introducendo la degenerazione richiesta, ecc., sulla base di quello che avete imparato nei Capitoli 3 e 4. Poi, ripetete questo progetto, realizzando un circuito che utilizza transistori ad effetto di campo. Dopo che avete cablato i circuiti, provateli con la sorgente di segnale e con l'oscilloscopio. Descrivete le similitudini e le differenze. Quale circuito sceglieresti se dovesti fare una scelta?

I fattori che fanno la differenza nella selezione sono i fattori che state esaminando - impendenza d'ingresso, impedenza di uscita, linearità, la tensione richiesta ed il livello di potenza. Se il caricamento minimo con linearizzazione abbastanza buona è di primaria importanza, la vostra scelta cadrà sui dispositivi FET. D'altra parte, se è importante che l'impedenza di uscita sia la più bassa possibile, allora sceglierete un dispositivo bipolare di potenza. Se la sopravvivenza in condizioni difficili è critica, sceglierete probabilmente i dispositivi FET, possibilmente usan-

mente usando VMOS. (I dispositivi del tipo VMOS sono discussi brevemente in un esperimento successivo). Se la considerazione principale è avere un minimo assoluto di potenza, allora probabilmente userete delle configurazioni che sono basate sui dispositivi FET a gate isolato.

Passo 5

Prendete i due amplificatori che avete appena progettato (l'unità FET e l'unità bipolare), cablateli e applicategli potenza. Variate la tensione di collettore e la tensione di drain e trovate quanto sono effettivamente critici il valore di queste tensioni al momento di funzionamento corretto del circuito. Avrete bisogno di fare qualche calcolo dei guadagni di tensione sulla base delle curve del dispositivo. Poi, misurate per vedere come i risultati concordano con i vostri calcoli. Spiegate ciò che trovate.

Avrete probabilmente trovato che fino a quando avete avuto abbastanza tensione da far sì che l'ultimo dispositivo attivo non si sia saturato o interdetto, potevate usare una qualsiasi altra tensione più alta. C'è stata una piccolissima diminuzione nella distorsione una volta che il funzionamento del circuito non ha interessato entrambe queste regioni. Poichè questo minimizzerà la dissipazione del circuito e del dispositivo, è un modo di procedere corretto.

ESPERIMENTO 4

Le Caratteristiche a Correnti Molto Basse dei Dispositivi FET

Una delle più interessanti aree operative per i dispositivi FET è quella di corrente bassa. È in questa regione che si ha l'opportunità di trovare il modo di funzionamento di diffusione. Come è stato fatto notare precedentemente questo modo di funzionamento è un risultato del campo, dovuto al salto di potenziale ai capi della regione Debye che diventa il campo di controllo per il canale. Ma il funzionamento in questa regione richiede la misura di tensione molto bassa, ben sotto i 25 millivolt. Questa deve essere fatta con ragionevole precisione. Richiede anche la scoperta di variazioni di 2 a 1 nella corrente di drain a valori di corrente molto bassi, e possibilmente allo stesso tempo con differenze di tensione molto piccole (fino a 5 millivolt). È meglio supporre che sia necessario misurare la corrente (con una caduta di tensione almeno di 5 millivolt) per essere sicuri che il guadagno di tensione e altre operazioni del circuito non saranno alterate in modo significativo come conseguenza delle impedenze del circuito.

Passo 1

Installate il microamperometro ad alta sensibilità richiesto (se non ne avete già uno) usando o un National LM4250 oppure un qualche altro amplificatore operazionale di qualità che consenta di avere un guadagno di tensione di circa 100. Questo amplificatore può essere allora usato con un milliamperometro avente una sensibilità a fondo scala di 1 milliampere o meno (probabilmente l'optimum è di 100 microampere) ed una resistenza in serie, per avere un voltmetro a fondo scala di 500 millivolt. Questo vi darà un millivoltmetro della sensibilità richiesta. Poi, usando le resistenze di shunt per la misura di corrente con valori di 5.000, 2.000, 1000, 500, 200, 100, 50, 20 e 10 Ω, avrete sensibilità di fondo scala da 1 microampere a 500 microampere. Dovreste usare resistori all'1% in modo tale che le variazioni di corrente 2:1 saranno ragionevolmente precise.

Passo 2

Una volta controllato lo strumento di misura, dovreste cablare il circuito mostrato nella Fig. 5-15 usando un tipico dispositivo FET. Iniziate riducendo la corrente nel vostro dispositivo da 500 microampere in diverse fasi regolandola a metà ogni volta e misurando la variazione di tensione di gate per ogni fase.

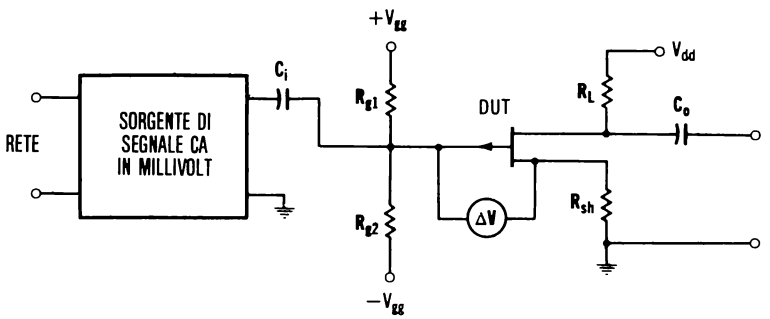


Fig. 5-15. Modo diffusione del funzionamento del FET.

Continuate riducendo la corrente fino a che non arrivate approssimativamente ai 0,25 microampere. Registrate i dati nella Tabella 5-12, e riportate una curva della variazione di millivolt nella tensione di gate per ogni dimezzamento della corrente del dispositivo. Descrivete e spiegate quello che avete trovato.

Tabella 5-12. Dati per l'Esperimento 4, Passo 2

Id Iniziale				
Δv_g				
Id Iniziale				
Δv_g				

Passo 3

Fino a quando pensate di poter diminuire la corrente, e ottenere ancora meno di 40 o 50 millivolt di variazione per ogni dimezzamento della corrente? Regolate i vostri shunt in modo tale che possiate accedere alla bassa gamma del nanoampere. I dispositivi possono presentare variazioni della corrente di 2:1 per una variazione della tensione di gate inferiore a 20 millivolt su una gamma di corrente grande tanto quanto 100.000 a 1. È comune trovarla su una gamma di 3.000 a 1. Misurate

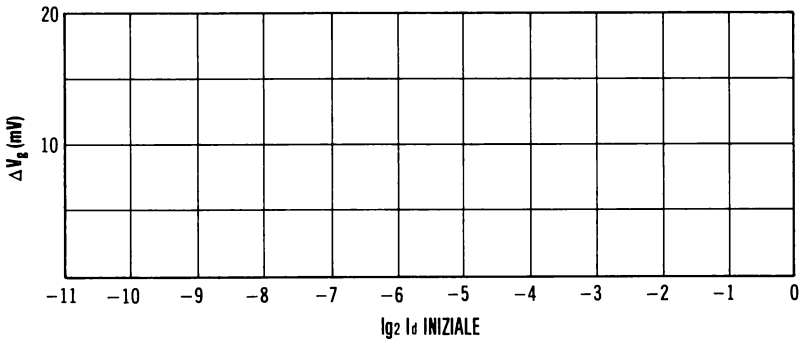


Fig. 5-16. Grafico per l'Esperimento 4, Passo 3.

i dati e riportate graficamente una curva nella Fig. 5-16 in nanoampere, annotando a quale punto la variazione richiesta di tensione incomincia nuovamente ad aumentare. Registrate i dati nella Tabella 5-13. Come spiegate questo?

I percorsi di dispersione sono una causa comune della ridotta efficienza di transconduttanza a valori molto bassi di corrente. Qui, dovrebbe essere ripetuto che alcuni tipi di dispositivi a gate isolato limitano circa a metà i valori tipici, oppure richiedono attorno a 40 millivolt per una variazione di 2 a 1 nella corrente

Tabella 5-13. Dati per l'Esperimento 4, Passo 3

I_d Iniziale				
Δv_g				
I_d Iniziale				
Δv_g				
I_d Iniziale				
Δv_g				

del dispositivo. Questo non significa che siano difettosi. Significa semplicemente che il dispositivo è un dispositivo IGFET e la presenza della capacità al gate riduce l'efficienza della variazione di tensione applicata al gate. Solo parte della tensione di controllo passa attraverso lo strato isolante e dentro lo stesso canale.

Passo 4

Provate diversi dispositivi che avete misurato a questi bassi valori di corrente di drain e determinate qual è l'efficienza di transconduttanza di ognuno quando è ridotta la corrente del dispositivo. Riportate, anche, la curva della variazione della tensione di gate per una variazione della corrente di 2 a 1 per ogni dispositivo che avete provato. Usate una scala lineare sull'asse X, ma ciascun quadretto rappresenti una variazione di 2 a 1. (Se desiderate, potete riportare nuovamente usando la carta semilogaritmica a cinque decadi). Trattate e spiegate i risultati.

ESPERIMENTO 5

Il Dispositivo FET a Gate Isolato come Amplificatore d'Ingresso per Oscilloscopi

Il transistore bipolare costituice un eccellente "trasformatore" a guadagno unitario in quanto può prendere un segnale di ingresso e fornire un'uscita che è una riproduzione quasi perfetta dell'ingresso, ma ad una impedenza d'uscita estremamente bassa. La sua deficienza principale è che per alcune applicazioni assorbe abbastanza corrente da caricare eccessivamente la sua sorgente. Il tubo elettronico, quando è usato come inseguitore catodico (cathode-follower) non ha

queste difficoltà, ma ha un problema di polarizzazione in cc. Il dispositivo FET ed, in particolare, il FET a gate isolato non ha entrambi questi problemi, siccome un dispositivo IGFET di modo depletion può funzionare sia con una differenza di tensione zero tra il gate e la sorgente, e può presentare un'impedenza di ingresso grande fino a centinaia di migliaia di megaohm. Il risultato è che l'IGFET di modo depletion a canale n è usato in modo esteso nei circuiti d'ingresso degli amplificatori per strumentazione e, anche, negli amplificatori orizzontali e verticali degli oscilloscopi. Tipicamente, quando un dispositivo IGFET è usato per questo scopo, ha un transistore npn nel suo ritorno di sorgente che è regolato per bloccare la corrente operativa del dispositivo ad un valore per il quale la tensione gate-source è essenzialmente zero. Un tipico circuito è mostrato nella Fig. 5-17.

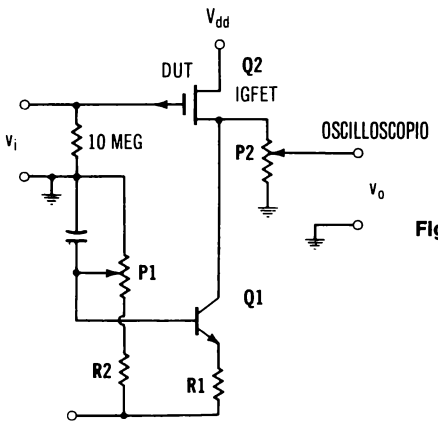


Fig. 5-17. Circuito preamplificatore ad alta impedenza d'ingresso.

NOTA: REGOLATE P1 IN MODO CHE V_o NON VARI CON L'INGRESSO CORTOCIRCUITATO QUANDO VIENE VARIATO P2.

Passo 1

Cablate il circuito come mostrato, usando un transistor 2N2222 o un npn simile per Q1 e un IGFET a canale n di modo depletion per Q_2. Poi, usando un voltmetro differenziale ad alta sensibilità, regolate il potenziometro P1 in modo che la lettura dall'ingresso all'uscita (da gate a source) su Q_2 sia quanto più possibile vicina a zero. Il potenziometro P_2 è il potenziometro di controllo del guadagno ed è usato per controllare la corretta regolazione della sensibilità dell'amplificatore. Una volta che avete regolato P1 e disposto P2 per l'uscita massima, dovreste variare la tensione d'ingresso sul gate di Q_2 oltre $\pm$ 1 volt, e misurare la differenza di tensione dal gate alla source in una serie di punti. Poi, riportate graficamente i dati sotto forma di tensione differenziale (tensione source-gate) in funzione della tensione di segnale. Sistemate il punto zero sulla scala della tensione di segnale a

metà strada sul vostro grafico, e scegliete la scala sull'asse da gate a source per permettervi di riportare graficamente tutti i vostri dati. Registrate i dati nella Tabella 5-14.

Tabella 5-14. Dati per l'Esperimento 5, Passo 1

v_I				
Δv				
v_I				
Δv				
v_I				
Δv				

Passo 2

Come potete determinare il guadagno in cc del circuito d'ingresso dai dati che avete ottenuto? Spiegate. Come dovrebbero comparire questi dati rispetto a quelli che avete preso sul guadagno in ca dello stadio? Questi risultati dovrebbero essere uguali? Spiegate.

Il guadagno in cc del circuito è il quoziente tra la deviazione di tensione d'ingresso meno la tensione differenziale, a quella deviazione, e la deviazione. Come per tutti i tipi di circuiti inseguitori (follower), questo quoziente deve essere leggermente inferiore dell'unità. Questi dati sono guadagni medi dal punto di riposo al punto di misura e sotto quest'aspetto sono un po' come il beta in cc. Come risultato, la misura con i due metodi non può essere uguale.

Passo 3

Ripetete le misure in ca su questa configurazione d'ingresso, variando la frequenza del segnale di prova da alcuni Hertz fino ad una frequenza così alta da poter usare e continuare ad avere una risposta ragionevole. Disponete l'oscilloscopio prima sull'ingresso e poi sull'uscita, e raccogliete i dati che danno il guadagno in funzione della frequenza. Poi, ripetete, usando un carico capacitivo nel circuito che potrebbe essere tipico di quello che potreste aspettarvi d'incontrare da uno stadio amplificatore a transistore. (Un valore di 50 picofarad dovrebbe

essere adatto ed abbastanza tipico). Registrate i dati nella Tabella 5-15, e poi spiegate ciò che avete imparato. Polarizzate lo stadio a + 1 volt, 0 volt, e − 1 volt.

Tabella 5-15. Dati per il Passo 3

V_g				
v_i				
f				
v_o				
V_g				
v_i				
f				
v_o				
V_g				
v_i				
f				
v_o				

Probabilmente troverete che, se avete usato una buona sonda per fornire il segnale all'oscilloscopio (probabilmente ne è richiesta una con l'attenuazione di 10 volte), potete ottenere un segnale di frequenza sorprendentemente alta attraverso il circuito. Ma se mettete 30 ÷ 50 picofarad di carico capacitivo (o più) sull'uscita, avete incontrato subito una grave degradazione della risposta ad alta frequenza. Riportate i dati su un grafico semilogaritmico a 4 decadi, con la frequenza sulla scala logaritmica come mostrata nella Fig. 5-18. (Qui, il valore di K_v è il rapporto tra v_o e v_i).

ESPERIMENTO 6

L'Amplificatore FET con Accoppiamento a Resistenza

Avete misurato molti dati sui dispositivi FET e avete progettato alcuni amplificatori nell'Esperimento 3. In questo esperimento, farete altri progetti di amplificatori con accoppiamento a resistenza in modo che possiate capire alcuni degli

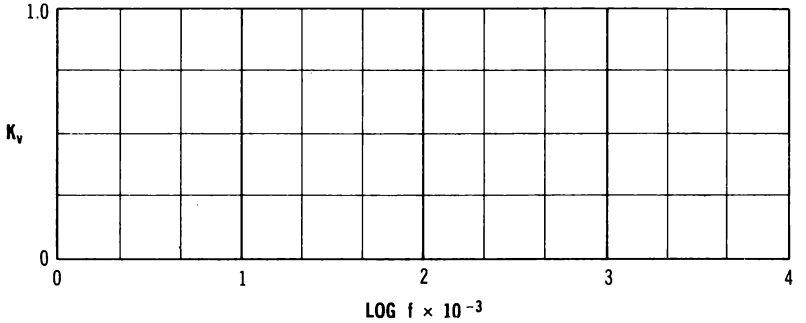


Fig. 5-18. Grafico per l'Esperimento 5, Passo 2.

ulteriori problemi coinvolti. Probabilmente la più significativa delle considerazioni è relativa alla "linea di carico composta", in cui la linea di carico in frequenza del segnale ha una pendenza diversa da quella della linea di carico statica. (Avete visto un esempio di questo nell'amplificatore ad accoppiamento a trasformatore).

Il processo di progettazione è relativamente semplice. Per prima cosa, si stabilisce la linea di carico statica per tentativi proprio come è stato fatto nell'Esperimento 3. Poi, si sceglie l'impedenza di carico che la linea di carico di combinazione mostrerà con normali condizioni di funzionamento. Questa impedenza è generalmente il parallelo tra l'impedenza del carico di uno stadio e l'impedenza d'ingresso dello stadio che segue. Per esempio, se la resistenza di carico per il primo stadio è 1.000 Ω e l'ammettenza d'ingresso del successivo è 0,001 mho oppure siemens (l'equivalente di 1.000 Ω), allora l'impedenza combinata è 500 Ω. Con piccolo segnale, questa è l'impedenza che il dispositivo vedrà come pilota.

Si riportino, come mostrato nella Fig. 5-19, diversi tentativi di linee di carico che rappresentano un carico di 500 Ω ai capi della linea di carico statico di 1.000 Ω. Il dispositivo può solo oscillare alla corrente zero (la polarità della corrente nel dispositivo non può invertirsi), e non può andare al di sotto della linea di saturazione. Come nell'Esperimento 3, le amplificazioni di tensione possono

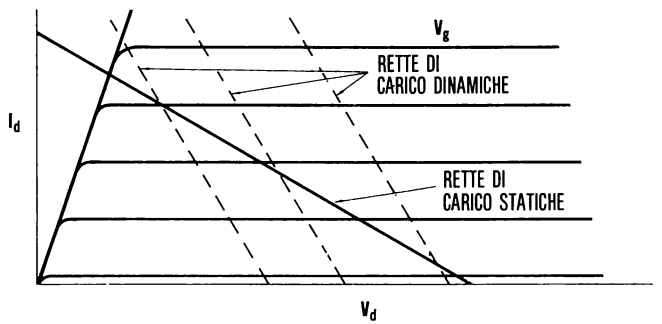


Fig. 5-19. Rette di carico a combinazione per amplificatore.

essere calcolate ad una serie di punti lungo ogni *linea di carico stabilita per tentativo*, ed è scelta quella che offre i migliori risultati globali (come riportato sull'uscita del secondo stadio).

Passo 1

Sulla base del circuito di Fig. 5-20, scegliete una coppia di dispositivi FET ed una coppia di dispositivi bipolari da usare quando fate progetti per tentativi. Con il circuito FET, il "carico" all'ingresso del secondo stadio prende la forma di una coppia di resistori; con il circuito bipolare, è in grande misura l'ammettenza d'ingresso del secondo transistore bipolare. Usando le curve che avete preparato nei diversi dispositivi, fate un progetto per tentativi per ogni tipo di dispositivo, riportando graficamente prima una linea di carico statica e poi, una serie di linee di carico a combinazione. Per i transistori bipolari, se desiderate, potete supporre una impedenza d'ingresso effettiva costante. Naturalmente, è in verità variabile e varia rapidamente con la corrente di collettore.

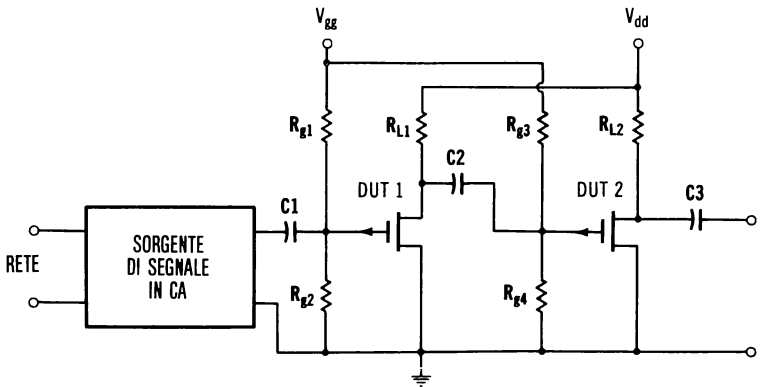


Fig. 5-20. Circuito amplificatore ad accoppiamento a resistenza.

Ora, mettete in tabella le amplificazioni della tensione di piccolo segnale lungo queste linee di carico dinamiche e registrate i dati nella Tabella 5-16. Scegliete una linea di carico operativa che produrrà un segnale simmetrico, poi, una linea di carico operativa che si trovi la maggior parte del tempo nella regione di alta corrente ed infine, una linea di carico situata la maggior parte del tempo nella regione di interdizione. Quindi cablate il vostro circuito sulla scheda senza saldature. Riesaminate quello che avete fatto, e fate alcuni test preliminari. Spiegate quello che avete imparato da questo processo.

Tabella 5-16. Dati per l'Esperimento 6, Passo 1

V_g				
V_d				
I_d				
K_v				
V_g				
V_d				
I_d				
K_v				
V_g				
V_d				
I_d				
K_v				

Avreste dovuto trovare che con l'uso di linee di carico di combinazione potete estendere la vostra capacità nell'elaborazione del segnale tramite parti di segnale selettivamente soppresse e amplificandone fortemente altre. L'unica variazione che dovete fare è il valore statico di polarizzazione. Questo è ugualmente vero sia per i dispositivi FET che bipolari, sebbene non avete un buon controllo indipendente con questi ultimi. L'impedenza d'ingresso e la sua variazione nei transistori bipolari possono introdurre gravi problemi.

Passo 2

Avete bisogno di fare alcune misure dettagliate dei vostri amplificatori. Avete la scelta su due modi di agire. Potete leggere la tensione di alimentazione effettiva che vede una linea di carico a combinazione e, usando l'impedenza effettiva, variate il punto di lavoro gradualmente lungo quella linea. Questo è l'approccio più semplice se non c'è nessuna non linearità nel carico. Se c'è, allora dovete scegliere due frequenze entro la gamma operativa dell'amplificatore - una vicina al limite superiore e l'altra vicina al limite inferiore. Usate la frequenza più bassa per descrivere il vero andamento di carico (potete proiettarlo sul vostro oscilloscopio) e sovrapporre un segnale ad alta frequenza di piccola ampiezza che potete usare per misurare il guadagno di tensione punto per punto della combinazione. Dovreste usare entrambe le tecniche per fare il confronto. Una configurazione di circuito che potete usare per il secondo approccio è mostrata nella Fig. 5-21.

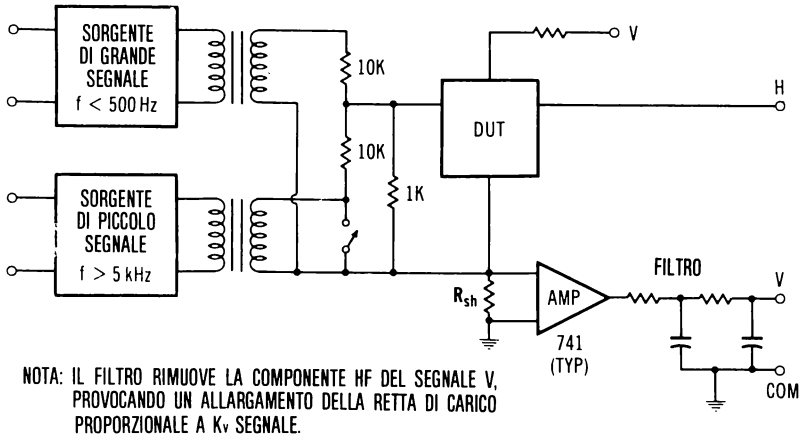


Fig. 5-21. Circuito di prova del guadagno e della retta di carico.

In questo modo provate il circuito FET e il circuito bipolare. Ricordatevi che con l'ultimo, l'impendenza d'ingresso (o ammettenza) varierà con le condizioni di funzionamento, con il risultato che le variazioni altereranno la vostra risposta a meno che abbiate una retroazione negativa all'emettitore. Registrate i dati nella Tabella 5-17. Disegnate degli schizzi delle forme d'onda che sono mostrate sul vostro oscilloscopio sui grafici dati dalla Fig. 5-22 alle Fig. 5-24. (La Fig. 5-22 deve

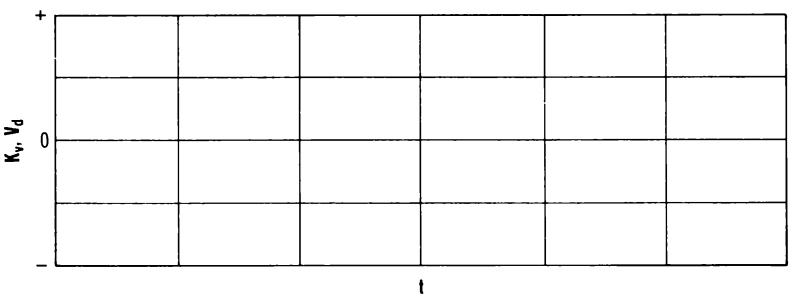


Fig. 5-22. Forma d'onda per l'Esperimento 6, Passo 2.

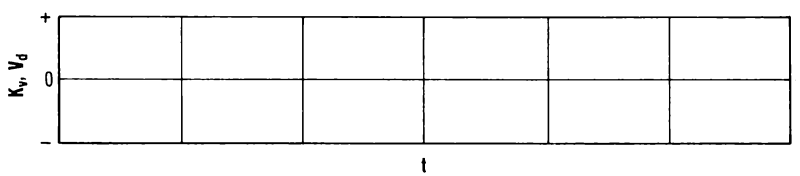


Fig. 5-23. Forma d'onda numero 2 per il Passo 2.

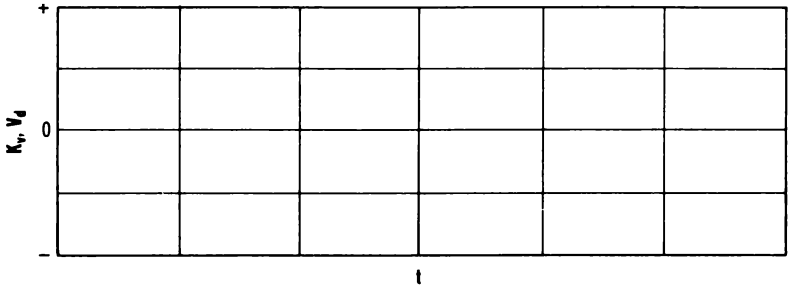


Fig. 5-24. Forma d'onda numero 3 per Il Passo 2.

essere una forma d'onda simmetrica per i dispositivi a canale n ed i dispositivi npn mentre la Fig. 5-23 deve mostrare una forma d'onda di saturazione per gli stessi tipi di dispositivi. La Fig. 5-24 deve mostrare una forma d'onda d'interdizione per i dispositivi a canale n e i dispositivi npn). Trattate e spiegate i risultati sulla base di dati e dei disegni delle forme d'onda.

Variando la polarizzazione statica, potete tagliare (clip) o distorcere la forma d'onda di uscita su tutte e due le metà dell'onda, appiattendo il segnale sinusoidale in modo opportuno (tosatura). Per controllarlo, regolate di nuovo la polarizzazione e aggiungete la degenerazione di emettitore o di source per soddisfare le vostre richieste.

Passo 3

Sarebbe interessante imparare un po' di più su quello che succede quando il carico è non lineare. Una combinazione di transistori bipolari (senza retroazione negativa) è una disposizione eccellente per esaminare questo. Il problema principale è nel fare una stima del tipo di caratteristica non lineare da riportare sul diagramma del carico. La ragione di questo problema è la rapida variazione della conduttanza con la tensione.

Potete avere un'idea di quello che fa disponendo una resistenza di carico che varia tra due valori quando un diodo s'accende e si spegne. Il suo uso è consigliato dal momento che tale configurazione può essere riportata graficamente. Per farlo, potete lavorare con la configurazione FET, e rimpiazzare il resistore (di polarizzazione) del carico di gate con una coppia di resistori, aventi tutti e due una resistenza che è uguale alla resistenza di carico dell'amplificatore. Comunque, un resistore è collegato in serie con un diodo prima di metterlo in parallelo con il secondo resistore. Questo farà sì che la resistenza combinata sull'amplificatore sia

Tabella 5-17. Dati per l'Esperimento 6, Passo 2

V_g oppure I_b				
I_c oppure I_d				
V_c oppure V_d				
v_i				
v_o				
K_v				
V_g oppure I_b				
I_c oppure I_d				
V_c oppure V_d				
v_i				
v_o				
K_v				
V_g oppure I_b				
I_c oppure I_d				
V_c oppure V_d				
v_i				
v_o				
K_v				

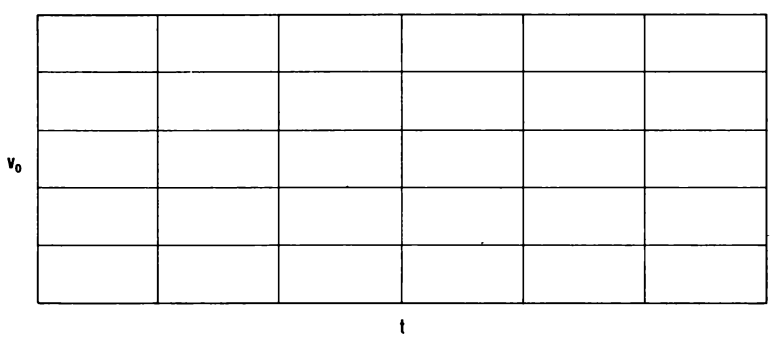
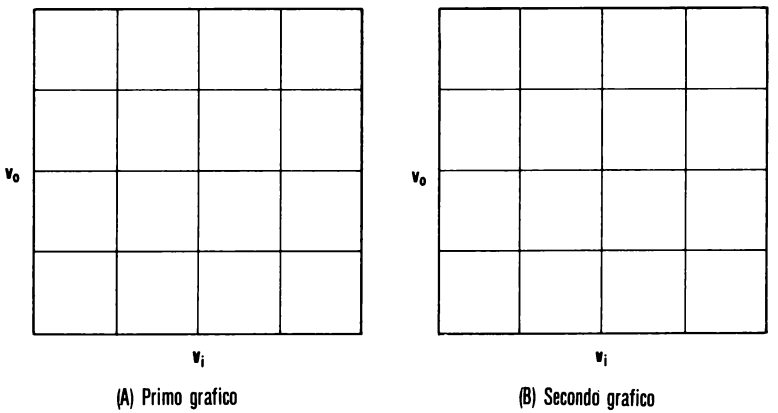


Fig. 5-25. Grafico dell'andamento del tempo d'uscita per il Passo 3.

metà della resistenza di carico con una polarità del segnale, e un terzo della resistenza nell'altra polarità.
Ci sarà una interruzione nella pendenza della combinazione della linea di carico; l'interruzione sarà vicina ma non sulla linea di carico statica. (L'effetto del condensatore impedisce che l'interruzione sia esattamente sulla forma d'onda).
Applicate la combinazione di due frequenze come segnale d'ingresso. Il segnale di alta frequenza deve essere abbastanza piccolo da fare un test lineare, e il segnale di bassa frequenza deve essere capace di far oscillare il segnale lungo la linea di carico operativo desiderato. Una traccia ingresso-uscita sul vostro oscilloscopio può essere usata per provare la combinazione. Le misure di piccolo segnale potrebbero dover essere fatte comunque, su una traccia del tempo di uscita convenzionale. Tracciate le curve che ottenete sul vostro oscilloscopio sui grafici dati nelle Figg. 5-25 e 5-26.



(A) Primo grafico (B) Secondo grafico

Fig. 5-26. Grafico dell'andamento ingresso-uscita per il Passo 3.

È possibile ottenere una traccia ingresso-uscita modificata, che mostrerà l'andamento del carico ed il guadagno di piccolo segnale. Come proporreste di farlo? Provatelo!

Quello che dovete fare è eliminare la componente ad alta frequenza del segnale sul display orizzontale oppure sul display verticale, in modo che la linea di piccolo segnale non seguirà la linea del carico di bassa frequenza, ma sarà orizzontale oppure verticale. Questo può essere fatto filtrando ed eliminando la componente di alta frequenza da un asse. Se l'andamento del carico è quasi orizzontale, dovreste filtrare la componente di alta frequenza da quell'asse e viceversa. Poi la deflessione dovuta al segnale di alta frequenza sarà visibile da sola. Perciò, per avere successo, il rapporto delle due frequenza dovrebbe essere almeno 100.

Passo 4

Ripetete questo procedimento con altre configurazioni di amplificatori bipolari e FET. Se avete bisogno di verificare il valore di transconduttanza per ogni dispositivo, ciò può essere fatto introducendo una resistenza di source o di emettitore che sia grande abbastanza da tagliare a metà il guadagno dello stadio. Poi, prendete il reciproco del valore di resistenza come la transconduttanza. (È possibile fare una misura approssimativa della resistenza intrinseca di base misurando il guadagno ad una frequenza che è almeno quattro o cinque volte la frequenza alla quale inizia, in funzione della frequenza, la perdita del guadagno. Aggiungete quindi una resistenza di base in serie che sia sufficiente per dimezzare il guadagno a quella frequenza. Il valore della resistenza addizionale è approssimativamente uguale alla resistenza intrinseca di base). Normalmente non troverete un effetto significativo di resistenza intrinseca nel terminale di gate di un dispositivo FET. Provate questo metodo con diverse combinazioni di dispositivi per vedere come si comportano. Ricordatevi, tuttavia, che potreste trovare conveniente regolare la polarizzazione su uno o più dispositivi. Trattate e spiegate i risultati.

È utile essere in grado di osservare allo stesso tempo le caratteristiche di piccolo segnale e statiche. Poichè generalmente volete il guadagno di tensione, tentate di cancellare la componente di guadagno di corrente ad alta frequenza. In quel modo, la corrente di alta frequenza mostra d'essere zero, ed i due segnali possono essere valutati indipendentemente. La misura della transconduttanza con il metodo appena consigliato è approssimato, in quando sarete in grado di vedere allo stesso tempo una variazione nella linea di carico e nel guadagno di piccolo segnale.

ESPERIMENTO 7

Amplificatore FET ad Accoppiamento a Trasformatore

Adesso siete pronti a provare un dispositivo FET in un circuito amplificatore ad accoppiamento a trasformatore simile a quello usato con il transistore bipolare. Comunque, potete aggiungere una nuova caratteristica, e prendere in considerazione il fatto che deve veramente essere considerata una linea di carico di combinazione. Eccetto che per questo, vi consigliamo di usare lo stesso circuito di base e le tecniche come già usate nel Capitolo 4.

Passo 1

Qual è l'impedenza di carico statica che il vostro transistore dovrà alimentare quando un trasformatore è usato come dispositivo interstadio? Spiegate e poi misuratela con un ohmmetro.

L'impedenza di carico statica di un trasformatore è veramente la resistenza primaria è può essere misurata con un ohmmetro. Anche se il secondario è in cortocircuito, non ha nessun effetto sulla resistenza primaria quando è misurata in corrente continua.

Inoltre, dovreste già sapere che il modo ad ingresso di corrente che avete provato con il transistore bipolare non esiste con i dispositivi FET e dovete sempre usare una tensione come segnale di ingresso. La prima cosa che è importante determinare quando usate un amplificatore ad accoppiamento a trasformatore, così come con l'amplificatore ad accoppiamento a resistenza, è l'ampiezza del segnale d'ingresso che fa sì che l'amplificatore mostri una distorsione significativa.

Passo 2

Sulla base del valore della resistenza che avete misurato per il primario del vostro trasformatore ad accoppiamento, per prima cosa tracciate una linea di carico statica su una serie di curve per il transistore che state usando come transistore pilota dell'amplificatore. Poi dovete riportare graficamente la linea di carico che vedrà il segnale che state amplificando. Dal momento che l'impedenza in ca di qualsiasi buon trasformatore è sostanzialmente più grande della resistenza in cc del suo primario, la linea di carico in ca attraverserà la linea di carico statica ad una posizione differente da quella che avete osservato nell'Esperimento 6. Disegnate una serie di linee di carico di prova, ai capi di questa linea di carico statica ad una pendenza di resistenza che è definita dall'equazione:

$$Z_L = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 R_x \qquad \text{(Eq. 5-5)}$$

dove,

R_x è la resistenza posta ai capi del secondario del trasformatore,

(n_p/n_s) è il rapporto delle spire primarie con le spire secondarie.

Qui Z_L è l'impedenza riflessa al primario che risulta dalla resistenza di carico secondaria. La quantità Z_L definisce il valore di resistenza che deve essere usato per riportare la linea di carico. Queste linee di carico di prova possono essere riportate iniziando ad ogni punto di tensione di drain (con una corrente inferiore

di quella massima incontrata sulla linea di carico statica). Scegliete un punto vicino al massimo sulle vostre curve e poi, diversi altri valori di corrente che sono distanziati uniformemente verso il punto di corrente zero. Riportate linee di carico di prova attraverso questi punti e calcolate i valori del guadagno di corrente che vi aspettate di ottenere ai vari punti di polarizzazione lungo ogni linea di carico. Tabulate i dati nelle tabelle 5-18 e 5-19 e scegliete la linea di carico che desiderate usare per i vostri test. Descrivete e spiegate anche le differenze che avete osservato tra questo amplificatore e gli amplificatori ad accoppiamento a resistenza precedentemente considerati. (Usate un valore di 1.000 Ω per la resistenza di carico secondaria R_x).

Tabella 5-18. Dati per l'Esperimento 7, Passo 2

V_g				
V_d				
I_d				
r_m				
v_i				
v_o				
v_x				
i_o				
K_v				
K_{vx}				
R_x				

Nelle Tabelle 5-18 e 5-19, l'indice x indica il lato secondario del trasformatore, e la quantità r_m è la resistenza misuratrice di corrente usata per determinare la corrente di drain. (Il vostro trasformatore ha un carico equilibrato invece del carico non equilibrato incontrato con i transistori bipolari). Fino a quando la resistenza di carico è abbastanza piccola che gli effetti di magnetizzazione e di dispersione possono essere trascurati, il circuito dovrebbe comportarsi quasi esattamente come avete predetto dai vostri calcoli. Il solo fattore che potrebbe essere significativo, sarebbe la non linearità del FET. Comunque, se rimuovete completamente la resistenza di carico, allora il circuito non funzionerà molto bene. Provatelo!

Passo 3

Installate il vostro circuito, e riempite le Tabelle 5-18 e 5-19. Determinate il guadagno e la distorsione mentre il segnale d'ingresso è variato in ampiezza.

Tabella 5-19. Altri Dati per i Passi 2 e 3

V_g				
V_d				
I_d				
r_m				
v_i				
v_o				
v_x				
i_o				
K_v				
K_{vx}				
R_x				

(Potete usare, se volete, un segnale di combinazione come quello usato nell'Esperimento 6, in modo che possiate ottenere sia l'andamento di carico che l'amplificazione di piccolo segnale. Comunque il rapporto di frequenza, potrebbe essere piccolo). Usate anche le curve caratteristiche del dispositivo per esaminare i punti di funzionamento che avete analizzato nel Passo 1 per vedere se i dati risultano. Trovate anche l'ampiezza del segnale d'ingresso al quale la distorsione di uscita diventa percettibile mentre fate queste prove. Registrate i risultati e spiegate cosa significano.

Passo 4

L'ammontare di flusso richiesto per usare una tensione di segnale specificata nel trasformatore, è una funzione della frequenza, poichè la tensione indotta in una induttanza è proporzionale alla frequenza e alla corrente di picco. (Il tasso della variazione di flusso è proporzionale alla frequenza). Come risultato, a frequenze molto basse l'abilità nell'uso di potenza di un trasformatore è molto inferiore a quella a frequenze più alte. L'avvolgimento e le perdite del nucleo generano una limitazione simile a frequenze molto alte. La distorsione è indicativa delle limitazione sulla capacità di manipolazione di potenza per l'unità. In ogni caso, l'ammontare del segnale d'ingresso richiesto da un dispositivo FET per la

generazione di una distorsione controllata del dispositivo è sostanzialmente più grande che per un dispositivo bipolare in condizioni simili, solamente a causa del valore di efficienza di transconduttanza relativamente più basso per il FET. Infatti, la seguente relazione è approssimativamente corretta:

$$v_i \text{ (bipolare)} \simeq K v_i \text{ (FET)} \qquad \text{(Eq. 5-6)}$$

oppure, il prodotto dell'efficienza di transconduttanza moltiplicata per la tensione del segnale d'ingresso all'insorgere della distorsione per il dispositivo FET è approssimativamente uguale alla tensione di segnale d'ingresso all'insorgere della distorsione per il dispositivo bipolare. Questa relazione non è esatta dal momento che tipicamente, il valore di kappa per i dispositivi FET diminuisce quando aumentano le correnti di drain. Questo renderà più difficile scoprire l'insorgere della distorsione con i dispositivi FET. Registrate i valori che avete misurato nella Tabella 5-20 e vedete più da vicino quanto soddisfino l'Equazione 5-6. L'indice b e f nella Tabella 5-20 si riferiscono rispettivamente ai dispositivi bipolari e FET. Come si controllano?

Tabella 5-20. Dati per il Passo 4

v_i (FET)				
v_i (bipolare)				
v_{ib}/v_{if}				
K				

Passo 5

In questo passo, esplorerete gli effetti di amperspira del vostro trasformatore interstadio con un amplificatore FET. Questo amplificatore è molto differente nelle sue proprietà da quello dell'amplificatore a transistore bipolare ad accoppiamento a trasformatore, in quanto questo trasformatore è richiesto per fornire corrente secondaria quasi esclusivamente al suo carico di resistenza e quasi niente al dispositivo FET. Come risultato, non c'è quasi nessuna variazione della forma d'onda che risulta da una variazione di carico sul secondario. Comunque, dovrete cercare l'effetto della cc che scorre nel primario del trasformatore. Per fare questo, fate delle misure sia con corrente continua nel primario ed anche con corrente disaccoppiata dal primario del trasfromatore. (Nell'ultimo caso, vi ricorderete che la corrente di segnale è una vera corrente alternata (ca), non una corrente continua (cc) che varia).

Cablate la scheda senza saldature in modo che il suo circuito si conformi allo schema fornito nella Fig. 5-27. Poi, usando una frequenza attorno ai 300 Hz, esaminate le forme d'onda d'ingresso e d'uscita sull'oscilloscopio quando variate

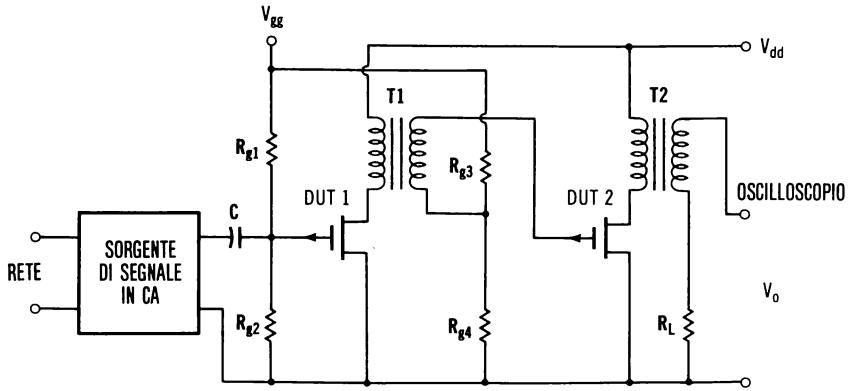


Fig. 5-27. Circuito amplificatore a FET ad accoppiamento a trasformatore.

l'ampiezza del segnale d'ingresso. Notate l'ampiezza d'ingresso alla quale inizia ad apparire sull'oscilloscopio la degradazione della forma d'onda d'uscita. Fate questo con la cc negli avvolgimenti primari e poi, senza la cc negli avvolgimenti primari. Poi, ripetete i test usando frequenze di 150 Hz e 75 Hz (potete andare ad una frequenza tanto bassa quanto volete, fino a che l'amplificatore vi dà una qualsiasi forma d'onda di uscita ragionevole). Questa prova può essere eseguita con un secondario non caricato e poi con una serie di valori di resistenza di carico, con ognuno che è metà del valore del test precedente. Man mano disegnate la forma d'onda (al punto dove la degradazione della forma d'onda sinusoidale si stabilisce per prima). Queste prove dovrebbero essere continuate a frequenze successivamente più basse e più alte (un ottavo ogni volta) fino a che l'uscita è diminuita a circa un terzo del valore medio della gamma. Fate dei disegni delle forme d'onda limite nelle Fig. 5-28 e 5-29.

Quando il trasformatore è fatto funzionare senza un carico, potete aspettarvi qualche distorsione della forma d'onda a tutti i livelli del segnale. Quando il trasformatore è fatto funzionare con corretto caricamento, ci possono essere

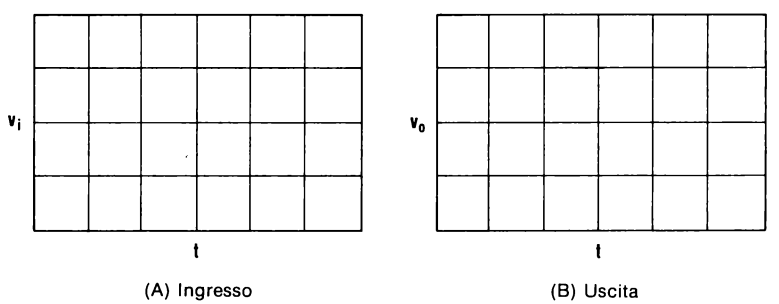


Fig. 5-28. Grafici per gli andamenti delle forme d'onda del Passo 5.

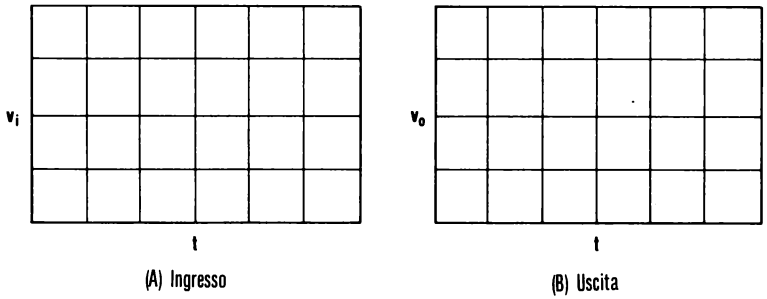


Fig. 5-29. Grafici per gli altri andamenti di forme d'onda.

minori imperfezioni nella forma d'onda d'uscita ai livelli del segnale molto piccoli. Ciò sarà dovuto alla distorsione del nucleo a basso flusso. Comunque, la causa primaria della distorsione sarà la saturazione magnetica, che può essere incontrata in modo asimmetrico se c'è una componente continua di corrente in tutte e due gli avvolgimenti. Anche il dispositivo attivo può contribuire a questo tipo di distorsione.

ESPERIMENTO 8

I Dispositivi FET come Amplificatori RF

Per voi è importante conoscere quale proprietà del transistore ad effetto di campo ha condotto al fatto che sono usati in modo estensivo nei circuiti rf d'ingresso dei ricevitori radio d'alta qualità. A priori vi aspettereste che questa applicazione fosse tipica del transistore bipolare, con la sua alta transconduttanza per unità di corrente rispetto al dispositivo FET. Dopo tutto, il rumore di corrente, che è il tipo principale di rumore generato internamente in questi circuiti, dipende dalla corrente di dispositivo. Chiaramente, un dispositivo avente isolamento massimo del segnale dal rumore, sarebbe il dispositivo avente la più alta efficienza di transconduttanza.

La ragione per cui i FET sono usati è semplicemente perchè il livello di distorsione in essi è sostanzialmente più basso e, come risultato, avverrà una miscelazione significativamente inferiore del segnale desiderato con i segnali più forti adiacenti ed il rumore. Questo è dovuto al comportamento più lineare di questi dispositivi. Tipicamente, i FET sono usati per queste ragioni negli stadi rf, mixer, e nei primi stadi if di molti ricevitori ad alta qualità.

Per questo esperimento, userete un circuito che può funzionare come miscelatore. Esaminerete come si comporta, con i dispositivi bipolari e FET. I due circuiti fondamentali che vi interesseranno sono mostrati nella Fig. 5-30. Come noterete, un segnale di frequenza audio è posto nella base o gate del dispositivo sotto prova, ed un impulso rf è introdotto sull'emettitore o sulla source del dispositivo. Dovreste variare l'ampiezza del segnale rf e osservare l'effetto sul segnale audio che attraversa il circuito.

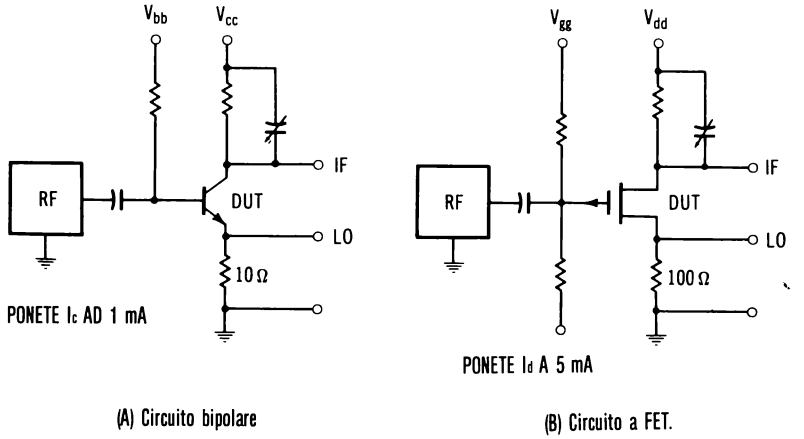


Fig. 5-30. Circuito RF mixer.

Passo 1

Cablate ogni circuito sulla vostra scheda senza saldature in modo da poter prontamente passare da uno all'altro. La resistenza nel ritorno di emettitore o nel ritorno di source, a seconda del caso, dovrebbe essere abbastanza piccola in modo che la retroazione negativa che introduce sia trascurabile. Variate l'ampiezza del segnale rf introdotto ai capi del resistore in modo che, in effetti, stiate modulando l'uscita per ogni non linearità presente nell'amplificatore.

Normalmente, un circuito accordato LC sarà usato nel circuito di uscita invece del circuito RC mostrato nella Fig. 5-30. La ragione è che volete essere in grado di osservare ogni cambiamento di polarizzazione che possa essere introdotto dagli impulsi di rf che state introducendo nel circuito di emettitore; un circuito accordato li filtrerà. Solo un circuito "passa-basso" formato da un circuito RC parallelo può rendere visibile la variazione. Vedrete una interruzione nella forma d'onda sinusoidale come conseguenza dell'impulso rf.

È meglio avere l'impulso rf sincronizzato alla forma d'onda audio, se potete farlo senza distorcere la forma d'onda. A questo punto dovreste essere capaci di progettare un circuito semplice per fare ciò, ma vi daremo comunque alcuni consigli. Se avete uno dei generatori di forme d'onda che possono generare simultaneamente un'onda triangolare, una sinusoide ed un'onda quadrata, potete usare la sinusoide per eccitare l'amplificatore e l'onda triangolare per generare un breve impulso al picco della sinusoide. Per fare quest'ultimo, polarizzate un amplificatore in "classe C", in modo che solo la sommità dell'onda triangolare lo accenderà. Amplificate quell'impulso e usatelo per accendere un segnale rf da un "amplificatore" polarizzato in modo simile, che possa veramente essere un circuito inseguitore di emettitore. Tutte le volte che il circuito è acceso dall'impulso

amplificato può passare un impulso di segnale rf dal vostro generatore di segnale rf.

Quando avete i circuiti che funzionano, potete applicare entrambe le forme d'onda al circuito sotto test e variare l'ampiezza di ognuno. Questo vi mostrerà che il circuito funziona. Poi misurate l'ampiezza di uscita del circuito in funzione della corrente di uscita con il circuito rf spento. Questo è un test di piccolo segnale, così il segnale audio applicato non dovrebbe condurre a distorsione nell'uscita. Registrate i dati nella Tabella 5-21.

Tabella 5-21. Dati per l'Esperimento 8, Passo 1

	Bipolare		FET	
V_o				
I_o				
v_i				
v_o				
K_v				
V_o				
I_o				
v_i				
v_o				
K_v				

Passo 2

Una volta che il circuito sta funzionando come un amplificatore semplice e che avete controllato le sue caratteristiche operative, disponete il livello di polarizzazione in modo da non ottenere la distorsione dovuta a qualche cosa eccetto la normale non linearità del dispositivo, che sia un transistore bipolare o un dispositivo FET. Come sapete dovete fare questo test su entrambi i tipi di dispositivi. Poi, potete introdurre quantità variabili di segnale rf o nella source o nell'emettitore, a seconda di quello che state usando. Aumentate l'ampiezza di quel segnale fino a che il segnale rf provoca un notevole effetto sulla forma d'onda. Cosa accade alla forma d'onda quando fate questo all'amplificatore bipolare? E all'amplificatore FET?

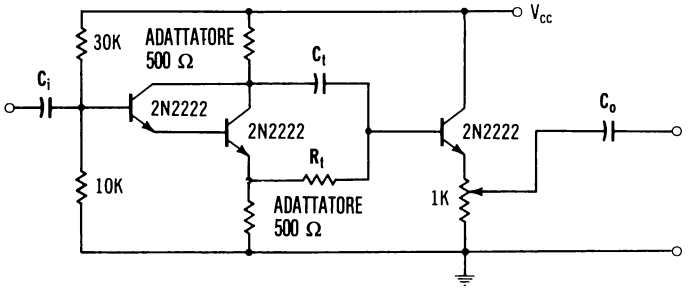


Fig. 5-31. Circuito sfasatore per sorgente audio.

Consultate l'Esperimento 8 nell'Appendice D. Questo esperimento vi mostra come realizzare uno sfasatore basato su un circuito composto Darlington. Introducete uno di questi circuiti nel percorso del segnale audio dei circuiti mostrati nella Fig. 5-30, seguito da una configurazione ad inseguitore d'emettitore (emitter follower), come mostrato nella Fig. 5-31. Il potenziometro nel ritorno di emettitore vi dà un modo per variare l'ampiezza della tensione di uscita dallo sfasatore. Questa combinazione vi darà un modo per cambiare la fase dell'impulso rispetto alla sinusoide audio e perciò, vi dà un modo facile per esaminare l'intera forma d'onda per la distorsione introdotta dell'impulso rf. Fate questo sia per il circuito FET che per il circuito bipolare. Descrivete quello che avviene.

Saranno interessati entrambi i circuiti quando è applicato l'impulso rf, ma potete aspettarvi che l'effetto sarà rivelato prima con il transistore bipolare a causa della non linearità esponenziale, cioè, con un rapporto più piccolo tra rf e tensione audio. La grandezza dell'effetto crescerà più rapidamente con la non linearità esponenziale a causa del maggior numero di termini significativi di ordine più alto. Per mostrare questo, tracciate su un foglio di carta separato le forme d'onda comparative per alcuni esempi dove il rapporto tra rf ed audio è lo stesso per ogni dispositivo. Annotate il valore del rapporto per ogni coppia.

Passo 3

A questo punto potete provare i circuiti bipolari e FET come modulatori. Se ci sono dei problemi al loro funzionamento come miscelatori, questo test li rivelerà. Per questo test, introducete un'onda continua ad alta frequenza nel circuito di ingresso principale (base o gate) dove è stato introdotto il segnale audio nel Passo 2. Poi introducete la vostra modulazione audio nell'emettitore o nel resistore di

sorgente dove prima avete introdotto gli impulsi. Esaminate la forma d'onda di uscita dal circuito, usando un condensatore di accoppiamento molto piccolo per ottenere le componenti ad audio frequenza. Variate le ampiezze dei due segnali e registrate le forme d'onda che osservate. Registrate i dati ed i disegni degli inviluppi delle vostre forme d'onda. (L'inviluppo della forma d'onda mostra il limite più esterno del modello come osservato sull'oscilloscopio). Vi è parso che uno di questi circuiti vi dia una migliore modulazione dell'altro? Variate il livello della modulazione e la portante agli ingressi e notate particolarmente cosa succede a livelli di modulazione ragionevolmente alti dove l'audio quasi taglia la portante. Spiegate quello che avete osservato.

Avete probabilmente trovato l'inviluppo di modulazione più sinusoidale con il circuito FET che con il circuito bipolare a livelli più alti di modulazione. Il tipo di non linearità richiesta per una buona forma d'onda di modulazione è altamente specifico!

Passo 4

I dispositivi FET possono essere usati con circuiti oscillatori come pure con gli amplificatori ed i miscelatori. Diversi circuiti, che possono essere usati, sono mostrati nella Fig. 5-32. (Questi circuiti devono essere usati con dispositivi di modo depletion). In ogni caso, dovreste installare ogni circuito fondamentale come un amplificatore e disporlo in modo che una volta appropriato nell'accoppiamento di retroazione possa essere completato ponendo un ponte ai capi del contrassegno "x". Prima di chiudere il circuito elettrico completo, dovreste regolare il guadagno di tensione alla frequenza operativa a circa 1,5. Se usate una figura di Lissajous per la prova, il circuito può essere accordato in modo che si abbia anche fase zero quando il guadagno di tensione eccede l'unità. Chiudendo il circuito comincerà allora l'oscillazione approssimativamente alla frequenza desiderata.

Negli oscillatori di prova, è importante determinare l'effetto della variazione del rapporto LC del circuito accordato. Spesso, quando un circuito è progettato inizialmente, il guadagno di tensione effettivo può essere molto più grande di quanto è richiesto e desiderato. Come è già stato notato, l'impedenza effettiva del circuito può essere ridotta senza cambiare la sua frequenza operativa solo tramite

la diminuzione dell'induttanza e poi aumentando la capacità in modo tale che il prodotto LC rimanga costante. Provate diverse combinazioni LC con almeno uno dei circuiti dati nella Fig. 5-32, e registrate i risultati.

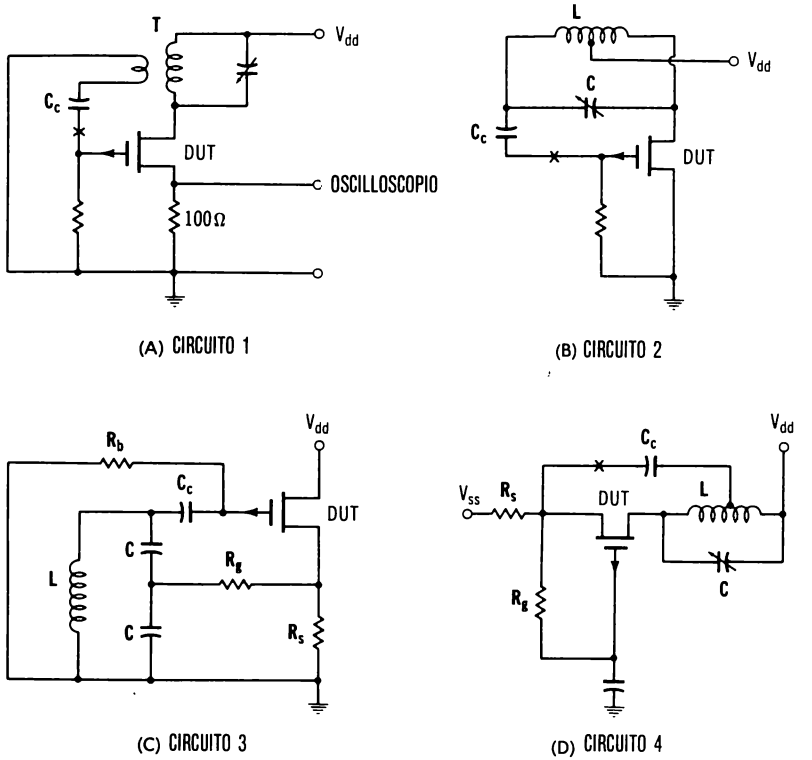


Fig. 5-32. Circuiti tipici di oscillatori a FET.

Avrete trovato che il miglior funzionamento è ottenuto scegliendo un'impedenza accordata che sia sufficiente a fornire il guadagno di tensione ad anello richiesto del circuito globale tra 1,1 ed 1,5. È richiesta una certa abilità, in quanto avete diverse variabili a vostra disposizione con la maggior parte di questi circuiti. I fattori che aiuteranno la stabilità di frequenza includono Q alto, alta capacità, componenti stabili in tensione ed in temperatura, ed una variazione minima dell'amplificazione di tensione del circuito che sia consistente con una condizione di autoinnesco e di oscillazione stabile.

ESPERIMENTO 9

Volete Usare un Transistore FET oppure un Transistore Bipolare?

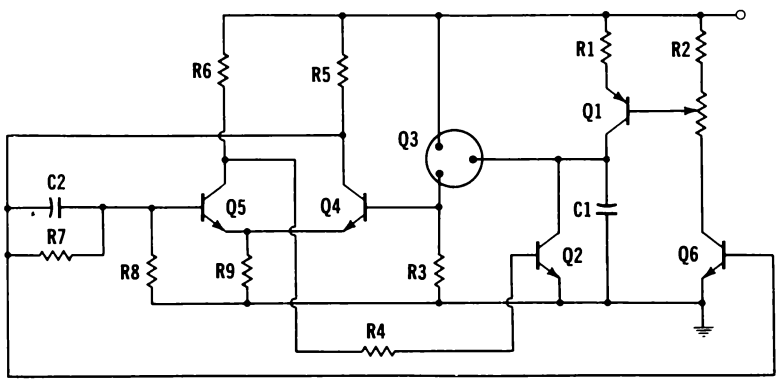
Alcune volte per una data applicazione dovreste scegliere un transistore bipolare, e altre volte invece un dispositivo FET. Ci sono anche delle volte che vorreste una combinazione dei due. Lo scopo di questo esperimento è quello di aiutarvi a

fare questa scelta. Le condizioni principali che possono forzarvi a considerare il tipo di dispositivo da scegliere sono gli effetti di caricamento e le capacità di potenza d'uscita globale.

Passo 1

Avete appena progettato il circuito generatore di onda a dente di sega mostrato nella Fig. 5-33. Come potete vedere, state usando un transistore pnp che agisce come una sorgente di carica a corrente costante (Q1). Questo transistore carica il condensatore C1. Il transistore Q2 collegato ai suoi capi deve essere un dispositivo a dispersione molto bassa, possibilmente un 2N1613. Cominciate con un transistore al silicio npn (Q3) usato come inseguitore d'emettitore. Questo dispositivo vi dà la forma d'onda di uscita per il generatore, e fornisce anche il segnale di commutazione per ristabilire la sweep. Il segnale di reset è generato tramite i transistori Q4 e Q5. In questa parte del circuito, il transistore Q5 conduce quando il condensatore si sta caricando, intendendo che anche Q1 e Q6 devono condurre, mentre Q2 e Q4 devono essere spenti. Quando l'uscita dal dispositivo Q3 (il circuito inseguitore d'emettitore) si alza sufficientemente da agire da trigger sul transistore Q4 quest'ultimo si accenderà ed il circuito Q5 si spegnerà. I transistori Q1 e Q6 saranno spenti e Q2 sarà acceso. Cablate questo circuito sulla vostra scheda senza saldature usando i valori consigliati, e vedete se potete ottenere una forma d'onda a dente di sega lineare. Controllate il circuito con l'oscilloscopio e spiegate quello che osservate.

A meno che non siate particolarmente fortunati, dovreste aver trovato che la



NOTA: Q3 PUO' ESSERE UN TRANSISTORE BIPOLARE NPN OPPURE AD EFFETTO DI CAMPO A CANALE N.

Fig. 5-33. Circuito generatore d'onda a dente di sega.

forma d'onda era un po' curvata. Questo non è proprio ciò che si voleva ottenere. Cosa c'è che non va?

Passo 2

Potreste subito sospettare dispersione nel transistore Q2, poichè la presenza di una resistenza di dispersione ai capi del conduttore potrebbe provocare tale effetto. Veramente, se avete scelto e usato un transistore a dispersione estremamente bassa in questa posizione, è molto poco probabile che sia questa la causa. Il circuito ha ancora un'uscita che è curvata. L'unico altro transistore che potrebbe caricare il condensatore è il Q3 che sta funzionando come inseguitore d'emettitore e dovrebbe avere una impedenza molto alta. È il solo transistore che sta conducendo quando il condensatore sta caricando. Ma non ha nessun effetto sostituire un altro transistore npn. Cosa pensate possa accadere se lo rimpiazzate con un buon transistore ad effetto di campo di modo enhancement a canale n? Almeno non potrebbe disperdere la carica quando viene introdotta. Un dispositivo a gate isolato, con le sue migliaia di megohm di resistenza d'ingresso sarebbe il migliore se fosse così. Cosa succede ora? Spiegate.

Ecco, guardate, la curvatura scompare quasi completamente! L'impedenza d'ingresso dell'inseguitore d'emettitore non era abbastanza alta. È richiesto un inseguitore di source a IGFET. L'unico problema sarà nell'ottenere un dispositivo con una frequenza operativa massima abbastanza alta. I risultati a basse frequenze sono quasi ideali.

Passo 3

Successivamente dovete scoprire quale potrebbe essere l'effetto delle limitazioni della risposta di frequenza, così aumentate la frequenza operativa aumentando la corrente attraverso il transistore Q1 ed anche riducendo il valore del condensatore C1. Dovreste esaminare questo circuito con alcuni dispositivi IGFET differenti nella posizione di Q3, e sperimentare con gli altri dispositivi nel circuito per trovare quale possa essere critico. La frequenza operativa massima sarà un

parametro cruciale. Registrate i dati nella Tabella 5-22. Spiegate quello che vi hanno mostrato queste prove.

Tabella 5-22. Dati per l'Esperimento 9, Passo 3

	F Max	Linearità	note
Bipolare 1			
Bipolare 2			
Bipolare 3			
FET 1			
FET 2			
FET 3			

Avete probabilmente trovato che il circuito generava una forma d'onda a dente di sega ad una frequenza più alta sia con un transistore bipolare che con un transistore ad effetto di campo, ma che il problema della non linearità vi ha sempre afflitto. D'altra parte, il dispositivo ad effetto di campo ha quasi completamente eliminato la non linearità.

Passo 4

Questo potrebbe mettervi in difficoltà. Forse i FET funzioneranno meglio in alcune delle altre posizioni nel circuito. Provatelo. Spiegate quello che trovate. Si è trovato che la posizione principale in cui la sostituzione di un FET, in questo circuito, aiuta in modo significativo, è Q3. A Q2 ci sono alcuni problemi di dispersione, ed il dispositivo non si accende sufficientemente da scaricare abbastanza velocemente il condensatore. A Q1, si è trovato che non c'è una gamma di controllo abbastanza larga, e la resistenza di spegnimento non è quella desiderata. Alle localizzazioni Q4 e Q5, la commutazione è un po' degradata a causa della bassa efficienza di transconduttanza per unità di corrente dei dispositivi FET usati in questo caso. Un effetto un po' simile è apparso a Q6.

ESPERIMENTO 10

Il Dispositivo FET come un Possibile Amplificatore di Potenza

In questo esperimento, dovreste sottoporre i dispositivi essenzialmente alla stessa serie di test che avete eseguito negli Esperimenti 6 e 7 nel Capitolo 4. Cercate di procurarvi alcuni FET del tipo VMOS, per questo test, dato che sono i migliori dispositivi attualmente disponibili. Dovreste riportare graficamente sia la transconduttanza che la efficienza di transconduttanza in funzione della corrente di drain e scoprire come dovete regolare il circuito per farlo comportare nella maniera lineare che voi richiedete. Registrate i dati nella Tabella 5-23 e spiegate le differenze che trovate in questi dispositivi. Troverete particolarmente interessante riportare le famiglie di curve dei FET VMOS. Usate il grafico dato nella Fig. 5-34.

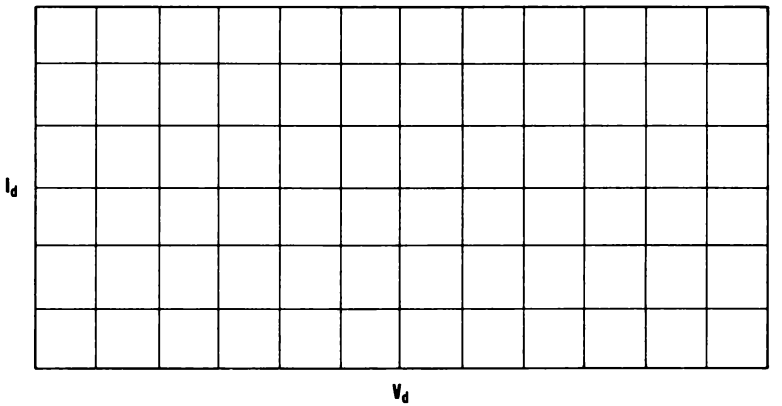


Fig. 5-34. Curve caratteristiche per un VMOS FET.

Riportate anche le curve di vera transconduttanza in funzione della corrente di drain (usate il grafico della Fig. 5-35), l'effettiva transconduttanza (in circuito) e l'efficienza di transconduttanza in funzione della polarizzazione di gate così come in funzione della corrente d'uscita (usate il grafico della Fig. 5-36). Se prendete la transconduttanza e l'efficienza di transconduttanza per unità di corrente in riferimento alla corrente di drain scelta e prendete la polarizzazione di gate a quella corrente come riferimento zero, come si paragonano le curve per i dispositivi in funzione della variazione della polarizzazione di gate? Riportate i dati nella Tabella 5-23 e riportate graficamente le curve dei dispositivi nelle Figg. 5-34, 5-35 e 5-36. Spiegate quello che avete appreso.

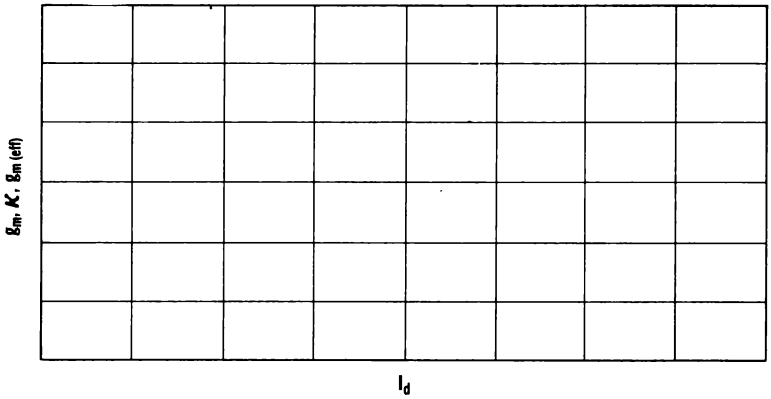


Fig. 5-35. Transconduttanza in funzione della corrente di drain.

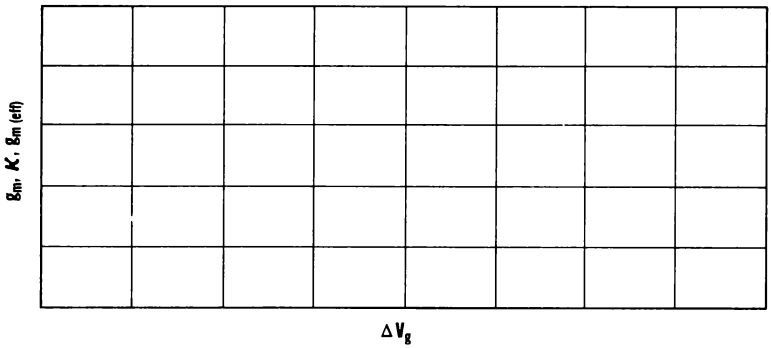


Fig. 5-36. Transconduttanza in funzione della polarizzazione di gate.

Passo 1

Avete misurato una serie di dati per il vostro transistore VMOS, ma potete non aver usato un valore di corrente abbastanza grande nelle vostre misure. Questi dispositivi sono di potenza quando sono usati in contenitori discreti di potenza come il TO-3 oppure il TO-220. Assicuratevi di avere i dati nella Tabella 5-23 fino ad almeno 100 mA. Le correnti e le tensioni consigliate includono valori di 5, 10, 20, 40, 60, 80 e 100 mA, e 2, 5, 10, 15 e 20 volt, se le potenze del dispositivo lo consentono. Misurate la tensione di gate e anche la transconduttanza. Poi, riportate graficamente le curve di transconduttanza in funzione della deviazione di polarizzazione da un punto scelto. Riportate anche il valore di kappa sulla stessa base. Usando la tecnica descritta nel Capitolo 4, trovate l'esatto punto di adattamento per un amplificatore in controfase e scegliete la retroazione negativa di source richiesta per limitare la distorsione ad un valore ragionevole. Riportate i dati sul grafico della Fig. 5-37.

Tabella 5-23. Dati per l'Esperimento 10

V_g				
V_s				
V_d				
I_d				
v_i				
v_o				
R_s				
R_L				
K_v				
V_g				
V_s				
V_d				
I_d				
v_i				
v_o				
R_s				
R_L				
K_v				

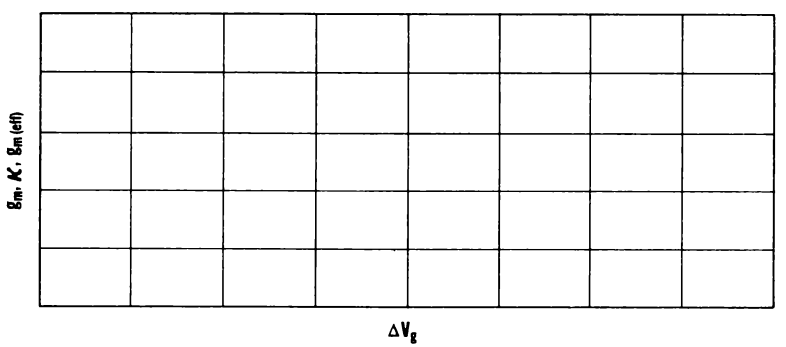
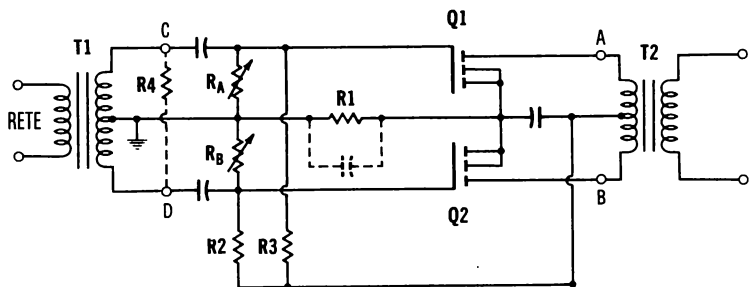


Fig. 5-37. Grafico per l'Esperimento 10, Passo 1.

Passo 2

Scegliete due dei transistori VMOS provati, ed equilibrate le correnti di drain in essi al livello che è indicato tramite lo studio della curva di transconduttanza, come mostrato nella Fig. 5-37.

Avrete bisogno di trovare come adattare le tracce di transconduttanza effettiva per minimizzare la distorsione nella combinazione globale. Nel diagramma del circuito mostrato nella Fig. 5-38, i valori dei resistori dipendono completamente dai dispositivi reali usati e dall'ammontare di polarizzazione richiesta in senso diretto. Avrete bisogno di regolare le resistenze R_A e R_B al giusto valore per assicurare l'adattamento dei due dispositivi. (Fortunatamente, il punto di adattamento approssimativo si otterrà con correnti di drain più o meno uguali nei due dispositivi. Prendendo R_A e R_B come potenziometri da 100000 Ω, l'approccio corretto è di regolare prima un lato e poi l'altro per equilibrare le correnti ai punti A e B). Il punto di riferimento per la tensione di gate per ogni dispositivo, come prima, dovrebbe essere preso ad un livello di corrente conveniente. Con i dispositivi di potenza, questo valore può essere tra 2 e 10 milliampere, a seconda della corrente massima del dispositivo. (Se scegliete una corrente troppo alta, avrete bisogno di incrementi di tensione di gate negativi e positivi). L'equilibrio può esser raggiunto regolando R_A e R_B in modo che le tensioni ai punti A e B siano approssimativamente uguali ed indichino che il livello corretto di corrente sta scorrendo nei transistori. Potete usare la sorgente a due segnali usata nel Passo 2 dell'Esperimento 6 del Capitolo 5. Con questa disposizione potete nuovamente costruire sia la linea di carico di piccolo segnale che quella statica allo stesso tempo. Registrate i dati nella Tabella 5-24 e convertite la corrente di drain in tensione di gate dalla famiglia di curve. Successivamente riportate di nuovo la



NOTE:
1. R4 PUO' ESSERE COLLEGATA AI PUNTI C E D PER ABBASSARE IL CARICO DEL TRASFORMATORE.
2. Q1 E Q2 SONO TRANSISTORI VMOS.
3. R_A ED R_B SONO VARIABILI.
4. R2 = R3 = DA 500 K FINO A 4 M Ω

Fig. 5-38. Amplificatore di potenza a transistori VMOS.

Tabella 5-24. Dati per l'Esperimento 10, Passo 2

V_g				
V_d				
I_d				
v_i				
v_o				
ΔV_g				
K_v				
V_g				
V_d				
I_d				
v_i				
v_o				
ΔV_g				
K_v				
V_g				
V_d				
I_d				
v_i				
v_o				
ΔV_g				
K_v				

somma di amplificazione ad incrementi uguali su entrambi i lati del punto di riposo scelto, cercando il punto di riposo quiescente che conduce alla somma più costante.

I valori dei resistori R2 e R3 saranno uguali e compresi tra i 500 kilohm e i 5 megaohm. Sono anch'essi dipendenti dal dispositivo e non è possibile essere più precisi sui valori. Il resistore R1 può essere scelto per sviluppare circa 1 volt alla corrente massima attraverso il transistore che conduce. Lasciando il condensatore di bypass si migliorerà la linearità dell'amplificatore. I valori di R_A e R_B dovrebbero essere più grandi possibile. Una uscita a trasformatore separata può essere usata come indicato dal resistore R4.

ESPERIMENTO 11

Collaudo dei Transistori ad Effetto di Campo

La tecnica per provare i dispositivi FET che è spiegata negli esperimenti precedenti è troppo complicata da installare ogni volta che volete controllare un dispositivo per essere sicuri che sia buono. Dovrete avere un metodo più veloce per provare i FET. Avete bisogno di un dispositivo in cui potete inserire il vostro transistore, con uno o due interruttori, dove girando un pomello o due, siate in grado di dire, "BUONO" oppure "NON BUONO". Un circuito che costituirà un tester eccellente è presentato nella Appendice B; qui, sarà considerato solo il circuito fondamentale.

Passo 1

Lo schema del circuito fondamentale che può essere usato con tutti i tipi di dispositivi FET è mostrato nella Fig. 5-39. Una batteria per transistori da 9 volt è usata come alimentatore. Il potenziometro fornisce la polarizzazione per il gate (attraverso una resistenza che limita la corrente), ed il diodo zener fornisce i 5 volt richiesti per il FET. Il resistore su entrambi i lati del diodo zener rende il circuito adatto sia ai dispositivi a canale n che p. La source è collegata ad un lato del diodo zener ed il drain è collegato, attraverso uno strumento di misura, all'altro lato del diodo zener. La corrente di drain scorrerà se il gate è polarizzato in senso diretto sufficientemente; altrimenti, non scorrerà. Comunque, prima di tentare d'usare il circuito dovete calibrarlo. È opportuno conoscere dov'è il punto intermedio della tensione sul potenziometro, ed anche, i punti che corrispondono alle due estremità del diodo zener. Potete usare un voltmetro differenziale sensibile oppure un dvm per localizzare questi punti e marcarli sul quadrante di calibrazione del potenziometro. (Usate questi segni per delimitare i dispositivi enhancement e depletion di entrambi i tipi). Dovrete anche marcare una rudimentale taratura di corrente sullo strumento di misura. Si può usare un microamperometro/milliamperometro.

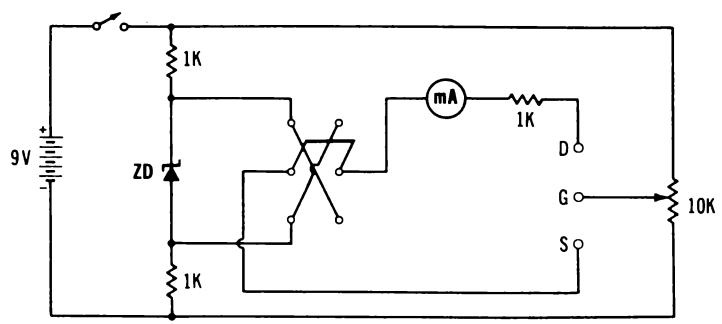


Fig. 5-39. Circuito fondamentale per la prova di un transistore ad effetto di campo.

Passo 2

Avete bisogno di provare una serie di dispositivi, separandoli a seconda della classe-tipo depletion canale n, tipo enhancement canale p, dispositivo a gate isolato, ecc. Ci sono molte classi per questi dispositivi. Lo scopo al momento è di ottenere velocemente il riconoscimento dei vari tipi. Elencate i tipi che avete trovato tra i dispositivi che avete.

Passo 3

Come potete identificare un IGFET? La resistenza dal gate alla source ed al drain sono entrambe infinite per tutti gli scopi pratici. Usate un ohmetro a sensibilità molto alta per questo test che opererà al massimo su 2 o 3 volt. Trovate il gate e misurate la resistenza da esso alla source ed al drain. Può essere usato un voltmetro differenziale, ma probabilmente *non* potete usare il vostro dvm a meno che non sia stato progettato in modo particolare per questo scopo. Se usate un voltmetro differenziale, assicuratevi che abbia una batteria da 1,5 volt collegata in serie con almeno 1 megaohm di resistenza e la giunzione. Se il dispositivo è un FET a giunzione, una piccola corrente di una polarità scorrerà alla source ed al drain. Scorrerà anche una corrente abbastanza sostanziosa della polarità inversa. Con un IGFET, dovreste avere difficoltà nell'avere una qualche deflessione e sarà anche indipendente della polarità. Scegliete i dispositivi in questi due tipi di raggruppamenti. Commenti?

Passo 4

Provate alcuni dispositivi bipolari usando il circuito dato nella Fig. 5-39. Quali differenze notate tra i due tipi di dispositivi?

La corrente aumenta molto più lentamente con i FET che con i transistori bipolari quando il potenziometro è inserito.

COSA AVETE IMPARATO?

Avete imparato cos'è un transistore ad effetto di campo e come funziona; siete in grado di riconoscere i membri della famiglia dei FET che sono di uso comune. Avete imparato le differenze tra i dispositivi FET ed i dispositivi bipolari.

Avete anche appreso come costruire circuiti basati su transistori ad effetto di campo e le diverse importanti distinzioni tra loro e i transistori bipolari. Avete visto come potete paragonare questi dispositivi nei circuiti e qualcosa su quando dovreste scegliere uno per l'altro. Avete imparato che, sebbene il transistore bipolare sia stabilizzato controllando la corrente di base mentre il transistore ad effetto di campo è controllato stabilizzando la tensione di gate, inerentemente essi funzionano in modi molto simili, con la differenza principale che l'efficienza di transconduttanza e molto più bassa usando un'unità FET rispetto ad un dispositivo bipolare. Avete imparato come linearizzare questi dispositivi tramite l'uso della retroazione negativa correttamente applicata e, soprattutto, quanto non lineari sono molti di essi. Anche se apparentemente non c'è nessuna ragione teorica per cui un dispositivo capace di amplificare deve essere non lineare, evidentemente tutti gli attuali dispositivi di amplificazione allo stato solido sono estremamente non lineari.

Avete visto i risultati di "degenerazione", o "retroazione negativa", nel migliorare la linearità dell'uscita di molti amplificatori. Ora è il momento di mettere insieme le idee e spiegare cosa sta succedendo. È veramente semplice in modo sorprendente, ma allo stesso tempo è piuttosto unico. In effetti, quando introducete degenerazione in un circuito, usate la linearità di un dispositivo come resistore fisso per introdurre una tensione equilibrante che si oppone al segnale applicato, lasciando solo una piccola parte del segnale applicato ai capi del dispositivo attivo. Poichè il segnale ritornato è proporzionale al parametro di uscita (corrente di uscita) ed il risultante segnale di comparazione è quasi uguale al segnale applicato, l'azione bilanciante linearizza forzatamente il funzionamento del dispositivo.

La nuova tensione d'ingresso effettiva al dispositivo è:

$$v_i - i_f R_f = v_i - K_f v_o = v_g \qquad \text{(Eq. 5-7)}$$

dove,

K_f è il guadagno di tensione in retroazione.

La tensione di uscita è il prodotto di v_g e K_v; che dà il risultato:

$$v_o = K_v v_g = K_v (v_i - K_f v_o) \qquad \text{(Eq. 5-8)}$$

oppure

$$V_o = \frac{K_v v_i}{1 + K_v K_f} \qquad \text{(Eq. 5-9)}$$

che è l'usuale equazione di retroazione, ma con un segno (+) al denominatore.

Perchè in questo modo rimuovete una parte sostanziale del segnale? Rendendo la parte che rimuovete proporzionale all'uscita e, allo stesso tempo, quasi tanto grande quanto l'ingresso (sarà soltanto più grande se il circuito sta oscillando), gli effetti della non linearità sono quasi completamente eliminati e l'effettiva transconduttanza di dispositivo sarà approssimativamente il reciproco della resistenza di retroazione invece del valore molto più grande indicato dal livello della corrente.

La ragione per cui volete fare ciò localmente nel terminale di emettitore o di source prima di applicare la retroazione globale nel circuito è che la retroazione globale sarà più efficace se è ridotto l'ammontare di non linearità che deve affrontare. Se la retroazione globale può ridurre la distorsione di un fattore 10, è meglio avere la distorsione limitata all'1% prima della sua applicazione piuttosto che avere una distorsione del 25% da correggere.

CAPITOLO 6

DISPOSITIVI SPECIALI

In questo capitolo, saranno considerati alcuni dispositivi speciali che sono comunemente usati nell'elettronica analogica. Questi dispositivi sono usati per un vasto spettro di applicazioni. Hanno delle proprietà che si dimostreranno probabilmente interessanti e utili.

OBIETTIVI

Dopo aver studiato questo capitolo ed eseguito gli esperimenti descritti, conoscerete numerosi dispositivi speciali semiconduttori che sono comunemente usati nell'elettronica delle comunicazioni e dei computer. Nello studio e misurazioni, dovrete verificare le proprietà e le caratteristiche dei seguenti dispositivi e dei loro circuiti associati.

1. Transistori unigiunzione e loro impiego.
2. Transistori unigiunzione programmabili e loro impiego.
3. Impiego dei triac, dei raddrizzatori controllati al silicio e dei commutatori (switch).
4. Come possono essere usati i diodi trigger ed i diac.
5. Come usare gli stabistor.
6. Come costruire i circuiti di riferimento a tensione costante.
7. Come costruire circuiti usando i dispositivi suddetti.

DEFINIZIONI

I dispositivi a semiconduttori che saranno importanti in questo capitolo includono:

Transistore unigiunzione (unijunction transistor - UJT) — Questo dispositivo è formato da un chip di materiale semiconduttore (drogato debolmente) che ha due morsetti, chiamati basi ed un terzo, chiamato emettitore, che è di polarità opposta ed è diffuso sulla superficie tra le due basi. L'emettitore è drogato più pesantemente del materiale di base, è può introdurre un pacchetto di portatori nel segmento sotto condizioni proprie. Generalmente, il segmento è drogato di tipo n, e l'emettitore di tipo p.

Transistore unigiunzione programmabile (programmable unijunction transistor (PUT) — È un dispositivo la cui funzione è simile a quella del UJT, ma che utilizza un dispositivo a quattro strati, analogamente ad un raddrizzatore controllato al silicio, per eseguire l'azione di commutazione.

Raddrizzatore controllato al silicio (silicon controlled rectifier SCR) — Questa è una configurazione a

semiconduttore npnp oppure pnpn così disposta che agisce come un circuito a commutazione quando le tensioni applicate sul suo anodo ed al suo gate sono corrette.

Diodo trigger (trigger diode) — È un dispositivo che si comporta un po' come un diodo zener in quanto inizia a condurre ad un certo livello di tensione. Quando inizia a condurre generalmente introduce una caduta di tensione e si livella ad una tensione ridotta. Genera un impulso di corrente nel processo che può accendere un SCR.

Diac — È una coppia di diodi trigger che sono collegati retro contro retro e che hanno lo stesso tipo di proprietà di trigger con tutte e due le polarità di tensione.

Triac — Questo dispositivo è l'equivalente di due elementi SCR separati collegati in maniera tale che uno è eccitato (triggerato) con una tensione positiva, e l'altro con una tensione negativa.

Interruttore controllato al silicio (silicon-controlled switch) — Questo è uno speciale dispositivo SCR avente due terminali di gate, uno per un gate "anodo" l'altro per l'usuale gate "catodo". Può essere usato per far funzionare lampade a bassa corrente e alta tensione come le lampade al neon. Ha anche molti altri usi.

Stabistor — È un dispositivo a due terminali, tipo diodo, che stabilizza una tensione o una corrente di una polarità specificata senza curarsi della tensione ad esso applicata. Deve avere una tensione applicata che superi un minimo predeterminato e deve essere fatto funzionare entro la sua taratura di dissipazione definita.

Riferimento positivo (positive rail) — La tensione più positiva applicata ad un circuito è spesso definita come "riferimento positivo". Molte unità IC sono descritte come capaci di essere fatte funzionare entro una caduta di diodo sotto o sopra o sotto il riferimento positivo.

Riferimento negativo (negative reil) — La tensione più negativa applicata ad un circuito è spesso definita come il riferimento negativo. Molte unità IC sono descritte come capaci di essere fatte funzionare entro una caduta di diodo o sopra o sotto il riferimento negativo.

TRANSISTORI UNIGIUNZIONE

Un transistore unigiunzione è una forma unica di dispositivo di commutazione; esso è tale che, quando un certo valore di tensione è applicato al suo morsetto di controllo, inizierà una forte conduzione ad uno dei suoi morsetti di base. Il morsetto di controllo è chiamato emettitore. I morsetti di base sono ad estremità opposte di una striscia oppure di un nastro di chip semiconduttore. Questo chip è generalmente un materiale al silicio. La Fig. 6-1 fornisce uno schema di un transistore unigiunzione.

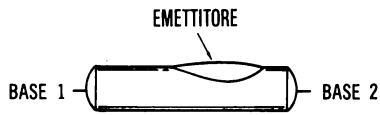


Fig. 6-1. Schema di un transistore unigiunzione.

Un "diodo" emitter è posto accanto a uno dei morsetti di base, che è chiamato "base 2". Il materiale al silicio di tipo n che forma la barra o chip stesso è drogato in modo relativamente leggero, rendendolo debolmente conduttore comunque, l'emettitore è drogato più pesantemente in modo che possa indurre un grosso numero di portatori nella barra quando è correttamente polarizzato. Normalmente, la base 2 è polarizzata positivamente rispetto alla base 1. Fino a quando la

tensione applicata all'emettitore è inferiore in modo approssimativo, alla metà della tensione da base 2 a base 1, non può avvenire nessuna conduzione dall'emettitore alla base 1. Siccome la polarizzazione sull'emettitore è più positiva, la giunzione del diodo diventa polarizzata in senso diretto, e l'emettitore inietta grosse quantità di cariche positive nel canale. Queste cariche si muovono rapidamente verso la base 1 dove sono raccolte. La sola funzione compiuta dalla base 2 è di fornire un mezzo per tenere in uno stato di non conduttività il diodo fino a che non è polarizzato in senso diretto nel modo desiderato.

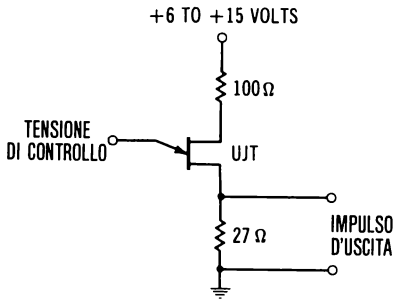
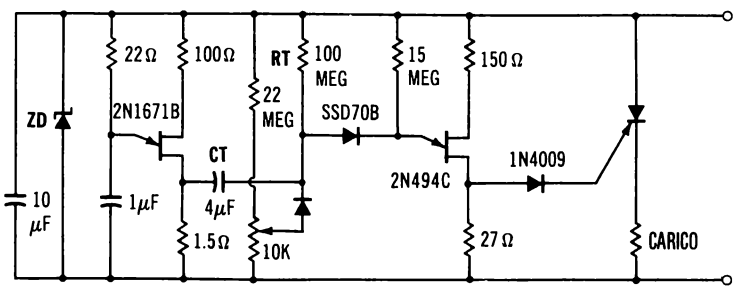


Fig. 6-2. Un circuito tipico a transistore unigiunzione.

Il transistore unigiunzione è eccellente per la generazione di azione di commutazione ritardata. Può essere usato per iniziare l'azione sweep, ed è comunemente usato per iniziare oppure per il trigger di raddrizzatori controllati al silicio. Dal momento che la corrente di scarica scorre quasi esclusivamente dall'emettitore alla base 1, il segnale di uscita è preso dalla base 1 ponendo un piccolo resistore in serie con questo terminale. La durata di questo impulso è una funzione dalla resistenza del diodo alla base 1 e la resistenza dalla base 1 alla massa. Per questo sono usati, tipicamente, 27 Ω. La Fig. 6-2 mostra un circuito tipico.

I transistori unigiunzione, nei loro circuiti più semplici che comprendono solo un dispositivo, sono convenienti per iniziare sweep periodiche per dispositivi



Gentile concessione General Electric Co.

Fig. 6-3. Un circuito trigger per ritardi di tempo lunghi.

elettrici come il tergicristallo di un'automobile. In questo caso, il transistore unigiunzione fa da trigger di un raddrizzatore controllato al silicio, che è collegato direttamente ai capi dell'interruttore del tergicristallo. L'impulso generato ai capi del resistore nel circuito di base 1 è sufficiente ad eccitare l'SCR ed accende il

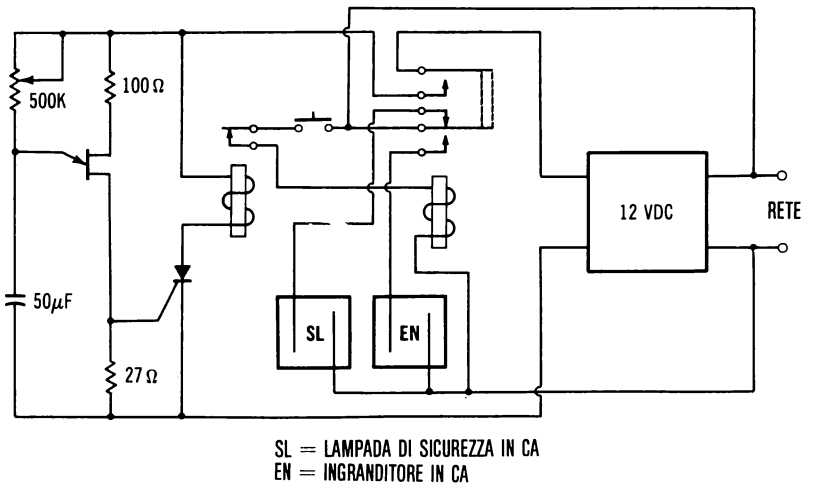


Fig. 6-4. Un circuito di temporizzazione per una foto-stampante.

tergicristallo. Questo fa iniziare il movimento del tergicristallo e il circuito interno entro esso, poi cortocircuita l'SCR, permettendogli di interrompere la conduzione. Il tergicristallo completa il suo ciclo e attende l'impulso di trigger seguente. Quando il tergicristallo si spegne, il condensatore, dall'emettitore alla massa sul UJT, si ricarica nuovamente e, dopo una attesa appropriata, fa da trigger per l'UJT per il ciclo seguente.

Il transistore unigiunzione è particolarmente conveniente per la generazione di una serie di impulsi spaziati in modo uguale, con velocità di ripetizione poco inferiori ad alcune centinaia di impulsi al secondo e lenti fino ad un impulso ogni 30 secondi o più. Per l'uso del circuito dato nella Fig. 6-3, possono essere generati periodi molto più lunghi. I dispositivi a bassa dispersione ed i componenti sono critici con ritardi di tempo lungo. Ogni funzione a bassa velocità di ripetizione, che deve essere controllata tramite una serie di impulsi, può essere iniziata con l'aiuto di uno di questi oscillatori.

Un circuito basato sull'uso del transistore unigiunzione per controllare la

determinazione dei tempi di un ingranditore, è mostrato nella Fig. 6-4. Questo circuito usa due relè, ma forse potete trovare un modo per renderlo esclusivamente allo stato solido. Voi conoscete almeno come determinare le parti corrette da usare per la maggior parte dei circuiti. Come potete vedere, un interruttore a pulsante fa scattare il relè in ca ed applica la cc al circuito unigiunzione. Quando la tensione nel condensatore aumenta al punto di trigger, l'UJT si accende e fa si che l'SCR faccia spegnere il relè di potenza. Il relè di potenza si chiude fino a quando è generato quell'impulso.

RADDRIZZATORI CONTROLLATI AL SILICIO

I raddrizzatori controllati al silicio e il triac, sono gli equivalenti allo stato solido del thyratron. Questi dispositivi sono capaci di iniziare la conduzione su comando, ma non sono capaci di interromperlo senza aiuto. Ci sono vari metodi per interrompere il flusso di corrente, il più semplice di questi è l'applicazione di ca al dispositivo. La maggior parte dei metodi, in effetti, riduce la tensione dall'anodo al catodo a zero, in qualche modo, per estinguere il flusso di corrente. L'unità di controllo del tergicristallo si interrompe tramite la caratteristica di commutazione di cortocircuito di ritorno a riposo, che è costruita nel complesso del tergicristallo. Il relè, nel circuito timer ingranditore, si interrompe tagliando la fornitura di corrente.

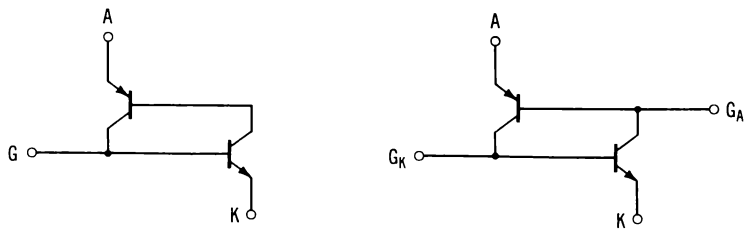
L'SCR è acceso ponendo una tensione diretta sul suo gate. Quando questa tensione è sufficiente a provocare l'inizio di un processo a valanga nel dispositivo, ed il carico può assorbire abbastanza corrente da assicurare una continuazione della valanga, il raddrizzatore inizia a condurre. È facile variare il punto di innesco quando è applicata la ca, variando la fase della tensione applicata al circuito di gate. Frequentemente, è anche conveniente usare qualche tipo di dispositivo a "breakdown" per assicurare l'innesco e renderlo più affidabile. Per questo scopo, si può usare una lampada al neon da $^1/_{10}$ watt (NE-10), che, come una lampada al neon tipica tra 75 e 125 volt, inizierà a condurre e la caduta di tensione ai capi fornirà l'impulso d'innesco richiesto di 20 o più volt. Anche i diodi trigger sono usati per questo scopo. L'alimentazione elettrica in ca raddrizzata che state usando per riportare graficamente gli andamenti del circuito andranno bene per dimostrare le proprietà di questi dispositivi.

I raddrizzatori controllati al silicio sono spesso chiamati diodi a "quattro strati". Commutano quasi come un "flip-flop", eccetto che quando conducono, possono sopportare correnti molto elevate, a seconda della loro taratura. Non è possibile simulare questi dispositivi con transistori, perchè il flusso di portatori entro il diodo a quattro strati è alterato per creare la valanga e la chiusura che è responsabile della conduzione. Come notato in precedenza, la tensione anodo a catodo deve andare a zero e la corrente del dispositivo deve cadere sotto un livello di innesco perchè si spenga il dispositivo. Queste caratteristiche saranno esaminate in uno degli esperimenti.

INTERRUTTORI CONTROLLATI AL SILICIO

L'interruttore controllato al silicio (SCS) è simile in struttura al raddrizzatore controllato al silicio, ma ha terminali su tutti e quattro gli strati invece che solo su tre. Come con l'SCR, l'alimentazione positiva è collegata all'emettitore di una disposizione a transistore pnp interno con l'emettitore che è chiamato l'anodo del dispositivo. Il collegamento alla base del dispositivo npn, che collega anche al collettore del dispositivo npn interno, è chiamato il gate anodo. L'emettitore del transistore npn è il catodo della struttura.

Il carico dell'interruttore controllato al silicio è a volte collegato ad gate anodo piuttosto che all'anodo, specialmente quando è usato per controllare lampade ad alta tensione. In altre applicazioni, l'anodo è usato come uscita. Schemi tipici di rappresentazione per un SCR e un SCS sono mostrati nella Fig. 6-5.



(A) SCR. (B) SCS.

Fig. 6-5. Schema di un dispositivo SCR e di uno SCS.

TRIAC

Il triac è un raddrizzatore controllato al silicio duale perchè sarà attraversato da corrente in entrambe le direzioni in uno schema più o meno simmetrico. I triac sono usati tipicamente per controllare carichi che includono più reattenza di quanto sia possibile trattare con i dispositivi SCR. Sono particolarmente richiesti con i circuiti comprendenti trasformatori, motori, o altri dispositivi magnetici. I dispositivi SCR satureranno il nucleo di un reattore, un motore, o un trasformatore. Ciò conduce ad un flusso molto alto di corrente diretta. Il triac, come l'SCR, s'accende come risultato di un comando da un segnale di gate e poi si spegne di nuovo quando la tensione di source passa attraverso lo zero, ma lo fa ogni mezzo periodo, non su mezzi periodi alternati. Si comporta come due SCR separati, uno che è eccitato "on" quando l'anodo e il gate sono tutti e due positivi, e l'altro che è eccitato "on" quando sono entrambi negativi.

L'abbreviato periodo di conduzione che si osserva con gli SCR e con i triac conduce ad una fornitura ridotta di energia al carico - luminanza, alimentazione

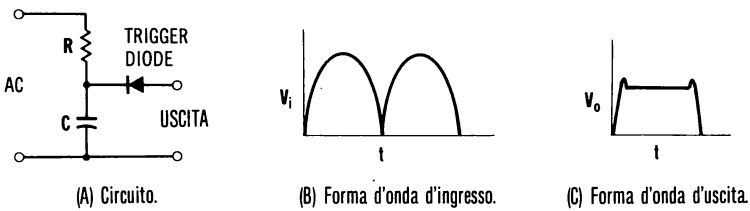
elettrica, o altro. Ciò minimizza l'ammontare di energia che deve perciò essere dissipata in una resistenza. L'uso di una rete a controllo di fase propriamente progettata condurrà ad una leggera variazione dell'energia consegnata al carico. Questo controllo dell'energia d'ingresso risulta nell'energia di consumo minima, sebbene il processo di commutazione tende a generare notevoli quantità di rumore elettrico rf.

Il triac ha tre terminali proprio come l'SCR; il suo terminale di gate singolo consente un controllo abbastanza ben equilibrato. Comunque, se un equilibrio della corrente nei due mezzi periodi è critico, come può essere con un carico a trasformatore o di motore, possono essere desiderabili unità SCR separate aventi circuiti di controllo adatti o possibilmente altri dispositivi speciali. Le informazioni sulle soluzioni a questi tipi di problemi possono essere ottenute dai produttori dei dispositivi.

DIODI TRIGGER

Il diodo trigger, che è tipicamente usato con i circuiti di gate di SCR e triac, per rendere più acuto l'impulso di eccitazione e produrre un funzionamento più affidabile, è simile al diodo zener, eccetto il fatto che la tensione ai capi del diodo è di diversi volt quando il dispositivo è eccitato. Il risultato è una notevole elevazione nella tensione di gate sull'SCR, ed una maggiore affidabilità di eccitazione. Questi diodi sono usati nella direzione opposta dei diodi zener, poichè nella direzione diretta si comportano come diodi ordinari. È importante avere alcuni di questi dispositivi e provarli, poichè il loro comportamento è unico e dovreste essere in grado di riconoscerli dalle loro caratteristiche di funzionamento. Un esperimento per provare i diodo trigger è incluso più avanti in questo capitolo.

Troverete che i diodi trigger si comportano, come se fossero delle lampade al neon a bassa tensione, in quando il diodo inizia a condurre ad una tensione un po' al di sopra di quella che è in grado di mantenere. Comunque, differiscono perchè lavorano soltanto con una polarità di tensione. La caduta di tensione iniziale va da 5 a 10 volt, dando una notevole, oscillazione transitoria di tensione. Un circuito campione per il loro uso è mostrato nella Fig. 6-6. Sono anche mostrate le forme d'onda d'ingresso e d'uscita.



(A) Circuito. (B) Forma d'onda d'ingresso. (C) Forma d'onda d'uscita.

Fig. 6-6. Circuito a diodo trigger e forma d'onda.

DIAC

Quando si eccita sia sulla polarità positiva che negativa della corrente alternata è richiesto, come nel caso del triac, un diodo trigger bidirezionale, oppure è generalmente usato il "diac" al posto del convenzionale diodo trigger. Questo dispositivo agisce come se fossero due diodi trigger collegati in serie che si oppongono, con il risultato che genererà essenzialmente la stessa forma d'onda senza curarsi della polarità della tensione applicata. Potete distinguere un diac da un diodo trigger provandolo in entrambe le direzioni. Con il diac, lo stesso tipo di azione di eccitazione avverrà senza curarsi della polarità della tensione applicata. Questi dispositivi sono sempre usati con i triac, ma possono anche essere usati con gli SCR, poichè normalmente non è importante che il gate possa diventare negativo rispetto al catodo dell'SCR.

STABISTOR

Uno stabistor è un dispositivo inteso a stabilizzare il funzionamento di un circuito in un modo tale che lo renderà insensibile agli effetti di qualche altro parametro, come la temperatura. Alcuni di questi dispositivi sono usati per stabilizzare una tensione statica base-emettitore oppure una tensione statica gate-source, perciò stabilizzando il livello di corrente statica attraverso il dispositivo. Sono comunemente usati con i circuiti a transistori di potenza, che devono essere capaci di assorbire quantità variabili di correnti di gate e di collettore, ma devono mantenere un punto di riposo stabilizzato. (Possono compiere una funzione simile per gli amplificatori di potenza FET). Gli stabistor possono essere utili per cancellare i segnali di modo comune. I diodi zener sono un tipo speciale di stabistor che stabilizza la tensione nei circuiti critici. La caratteristica che li rende utili a questo scopo è la relazione esponenziale tra la tensione e la corrente.

La maggior parte degli stabistor che l'autore è stato in grado di comperare per le prove hanno dimostrato d'essere degli stabistor di tensione. La caduta di tensione ai loro capi è circa la caduta di un diodo al silicio, e la tensione è estremamente costante con la variazione di corrente attraverso essi. Più avanti troverete un esperimento per provarli. Se fate funzionare gli stabistor con una sweep dell'alimentazione di collettore ed una resistenza in serie, troverete che la tensione di uscita forma un'onda quadrata molto più perfetta di quanto non otterreste con un diodo convenzionale.

Gli stabistor di corrente possono essere realizzati o con transistori bipolari o con dispositivi FET, e usano la degenerazione di emettitore o di source per controllare la corrente. La corrente controllata è estratta dal collettore o dal drain. La maggior parte di questi circuiti funziona limitando la tensione ai capi di un resistore lineare. Uno dei migliori stabistor di corrente che l'autore ha visto, usa un regolatore di tensione per controllare la corrente ponendo la resistenza

misuratrice tra l'uscita e il punto di riferimento. Poichè il dispositivo fornisce una tensione esattamente stabilizzata tra questi punti, il risultato è una corrente esattamente stabilizzata. Diversi circuiti per la stabilizzazione di corrente sono mostrati nella Fig. 6-7. Troverete interessante provare sia gli stabistor di tensione che di corrente, i quali possono essere estremamente utili.

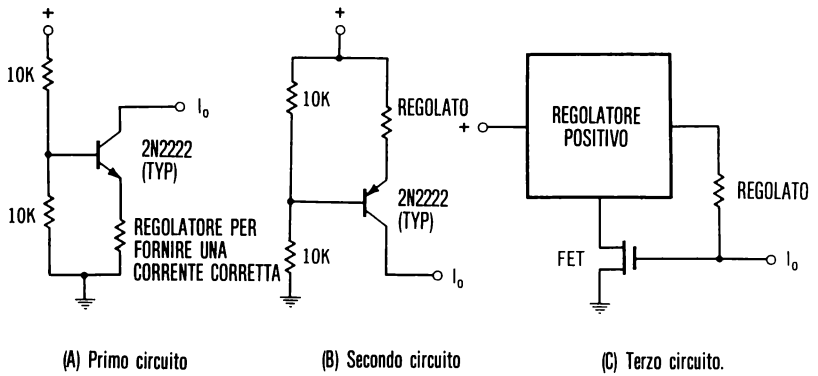


Fig. 6-7. Circuiti tipici stabilizzatori di corrente.

Gli stabistor di corrente possono essere usati con molti circuiti per bloccare la corrente del punto di riposo nel circuito di uscita ad un valore precedentemente scelto. È possibile usare FET per stabilizzare la corrente di base di un transistore bipolare in modo che possono essere richiesti valori molto più bassi di tensione di alimentazione di base per assicurare il corretto funzionamento del dispositivo su una vasta gamma di temperature. Il risultato è che sia la tensione di alimentazione di base che la tensione di alimentazione di collettore possono essere di $3 \div 5$ volt, conducendo ad una ridotta richiesta di potenza e miglior funzionamento globale.

Dove la protezione contro sovracorrenti transitorie è importante nei circuiti, è spesso conveniente introdurre un resistore a strato di metallo (oppure, in alcuni casi, delle resistenze a filo avvolto) tra il ritorno di collettore o di drain e il generatore di tensione. Questa resistenza dovrebbe essere abbastanza grande da limitare la corrente ad un valore che vi assicurerà che la taratura di dissipazione massima del dispositivo non sarà oltrepassata. Allo stesso modo, la dissipazione in un dispositivo, il cui livello di corrente aumenta con la temperatura, si può mostrare massima quando è applicata ai suoi capi metà della tensione del circuito. Naturalmente, questo presuppone che la resistenza del resistore limitante non vari nel processo.

TRANSISTORI UNIGIUNZIONE PROGRAMMABILI

Il transistore unigiunzione programmabile non è realmente un transistore unigiunzione, ma una forma speciale di raddrizzatore controllato al silicio usato con appropriate resistenze interne ed esterne. Con questo dispositivo, il morsetto che sarebbe usato come l'anodo per un SCR è usato come un gate, e l'adiacente regione del tipo n è usata come "base 2". La tensione posta sulla base 2 determina il punto trigger, e la combinazione pnpn assicura la commutazione rigenerativa, che è considerevolmente più efficace di quella nel transistore unigiunzione ordinario.

In un senso, si può dire che il PUT (programmable unijunction transistor), è quasi l'inverso di un SCR. Viene controllato il transistore pnp invece dell'npn e, senza i resistori addizionali, si accenderebbe con il tipo di condizioni di tensione che sono proprio il contrario di quelle per un SCR normale. (Probabilmente la seconda struttura di un triac è infatti simile all'elemento attivo di un PUT). Queste unità possono essere usate per eccitare gli SCR in un modo simile a quello per l'UJT. Maggiori dati su questi interessanti dispositivi possono essere ottenuti dai produttori.

RIFERIMENTI DI TENSIONE

Occasionalmente si ha bisogno di un riferimento di tensione che non deve essere preciso, ma che dovrebbe avere una regolazione abbastanza buona. Spesso si preferirebbe non usare direttamente un diodo zener, poichè la capacità di corrente del diodo può non essere abbastanza alta. Inoltre, la stabilità di tensione può non essere adeguata al livello di corrente richiesto, come la stabilità di questi dispositivi può essere molto sensibile alla corrente. A seconda del livello di corrente e della stabilità richiesti, sono disponibili un numero di opzioni che variano da uno semplice zener fino ad alimentatori regolati ad alta precisione.

La prima fase, in complessità, è l'uso di un diodo zener oppure un dispositivo a riferimento speciale come la serie di dispositivi Intersil ICL 8069. Dove è importante il miglior uso delle proprietà di precisione di un dispositivo come l'ICL 8069, questi dispositivi sono usati dopo un riferimento di semiprecisione come un diodo zener a 6 volt o a 10 volt. Questa disposizione va bene fino a quando al circuito è richiesto soltanto di fornire una tensione, con un carico di corrente trascurabile. Dove è richiesta una gamma di correnti significative, il passo seguente è di usare il riferimento con un transistore che è collegato come un inseguitore di emettitore. (Perchè qui non consigliamo l'uso di un FET come un inseguitore di source?).

La efficienza di transconduttanza bassa di un FET quando è paragonata al transistore bipolare è, naturalmente, la ragione.

Usando la combinazione precedente, le correnti che sono da 50 fino a 1.000 volte più grandi della gamma possibile che un diodo zener può controllare, sono disponibili con una impedenza di source sorprendentemente bassa. La penalità che deve essere pagata per questo è la differenza di tensione base-emettitore che è richiesta per porre il transistore regolante in una condizione operativa (Fig. 6-8). L'inseguitore di emettitore semplice può essere rimpiazzato con una coppia di Darlington, in questo modo rendendo disponibili grandi correnti da questa disposizione, tuttavia con variazioni estremamente piccole nella tensione di uscita.

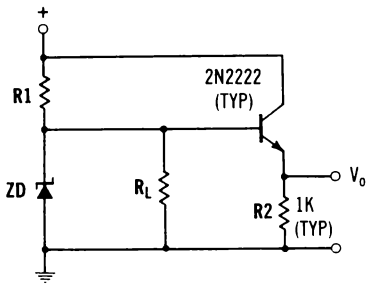


Fig. 6-8. Circuito inseguitore catodico (cathode-follower) migliorato con diodo zener.

La variazione nella tensione di uscita per una variazione di 2 a 1 nella corrente di uscita può essere di 0,018 volt o meno con un transistore npn, e può essere un po' di più con un transistore pnp. In ogni caso, questo rappresenta un'impedenza di uscita molto bassa per un'alimentazione, avente una vasta gamma di capacità di corrente.

Un alimentatore regolato in modo più sofisticato userebbe un amplificatore di qualche tipo che potrebbe paragonare l'uscita con il riferimento e, poi, regolare la tensione di uscita per compensare le variazioni. A seconda della precisione richiesta, queste configurazioni sono usate in molte applicazioni. Dove possibile, è meglio usare circuiti che non richiedono il controllo critico della tensione di alimentazione, poichè più è complesso il circuito e più alta è la probabilità di guasto.

Gli alimentatori che sono richiesti per fornire una maggiore precisione di tensione d'uscita, normalmente usano un amplificatore ed un comparatore, ma usano anche un sistema di stabilizzazione chopper che cambia la tensione differenza di un segnale in ca il quale è poi rilevato in fase. Questa combinazione può produrre stabilizzazione di parti per milione se è usata una sorgente di riferimento sufficientemente precisa.

Il riferimento di bassa tensione Intersil ICL 8069 è tipico dei dispositivi che sono disponibili per la taratura oppure per il controllo. Questo dispositivo

particolare, con 500 ÷ 800 microampere che lo attraversano genererà una tensione tra i 1,20 e i 1,25 volt con una stabilità di temperatura che è tra lo 0,001% e lo 0,01% per grado (Celsius), a seconda del dispositivo specifico scelto. Ha un basso livello di rumore intrinseco di circa 5 microvolt oltre lo spettro audio, e una resistenza dinamica tipica di 1 Ω. Questi dispositivi possono essere usati per il riferimento di bassa tensione (meno di 1,20 volt), oppure possono essere usati per controllare un alimentatore regolato (usando un circuito del tipo mostrato nella Fig.6-9). Questo circuito, basato su uno consigliato dall'Intersil, può essere usato per produrre una tensione regolata in eccesso di 5 volt ad una corrente di 1 ampere o più.

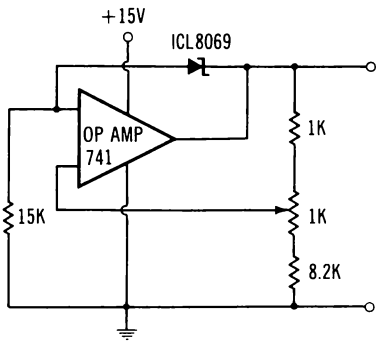


Fig. 6-9. Generatore di tensione regolata che impiega l'ICL 8069.

Per natura, la maggior parte dei dispositivi allo stato solido tendono alla deriva e ad avere un eccesso di rumore di bassa frequenza. Per queste ragioni, i regolatori più precisi, come notato precedentemente, generalmente includono qualche forma di stabilizzazione chopper. Lo sviluppo dei transistori ad effetto di campo ha reso disponibile interruttori che hanno tensioni di off-set (fuori zero) estremamente piccole. Il risultato è che possono essere usati per formare dei chopper allo stato solido. Il motivo principale per cui è richiesta la stabilizzazione chopper è che la maggior parte degli altri circuiti *non* introduce *l'esatto* azzerramento della tensione di errore, ma prende una differenza che è effettivamente una piccola differenza di due grossi valori. Il risultato è che la deriva ed il rumore di bassa frequenza entrano nel processo di equilibrio e rendono il circuito meno stabile di quanto desiderato. Se un circuito è installato, il che *annullerà* veramente l'errore netto tramite l'uso di un piccolo potenziometro a motore o qualche dispositivo simile, allora alcuni di questi problemi possono almeno essere sostanzialmente ridotti di un ordine di grandezza o più. Una tale configurazione ha un altro vantaggio, cioè, la sua memoria non è volatile. Una momentanea interruzione del circuito non richiederà necessariamente che l'unità inizi di nuovo un ciclo per raggiungere l'equilibrio, ed un corretto funzionamento può essere ottenuto molto più velocemente. Questa tecnica può essere usata con la maggior parte dei tipi di regolatori, reattori saturabili, alimentatori chopper, ecc.

ESPERIMENTO 1

Caratteristiche di un Transistore Unigiunzione

Il vostro primo esperimento in questo capitolo è di esaminare e verificare le caratteristiche operative di un transistore unigiunzione. Facendo ciò, osserverete le correnti sia nella base 1 che nella base 2 mentre l'UJT sta funzionando, in modo che possiate vedere da dove viene la corrente di base 1. Misurerete il rapporto della tensione sull'emettitore e della tensione sulla base 2 al punto di inizio per una serie di tensioni di base 2. Poi, installerete un oscillatore semplice, ed esaminerete le forme d'onda su entrambe le basi, e anche sull'emettitore quando sta generando oscillazioni a dente di sega.

Passo 1

Cablate il circuito per un transistore unigiunzione sulla scheda senza saldature come nel diagramma della Fig. 6-10. Applicate la tensione del vostro alimentatore a tensione variabile (positiva) alla base 2 e collegate un potenziometro ai suoi capi con il braccio variabile (lo swinger) collegato all'emettitore dell'UJT. Iniziando da 5 volt sulla base 2, misurate la tensione richiesta all'emettitore per avviare il vostro dispositivo. (Alcuni dispositivi possono non avviarsi ad una tensione di base 2 tanto bassa, ma la maggior parte dovrebbe farlo). La tensione richiesta sull'emettitore dovrebbe essere tra 2 e 3 volt.

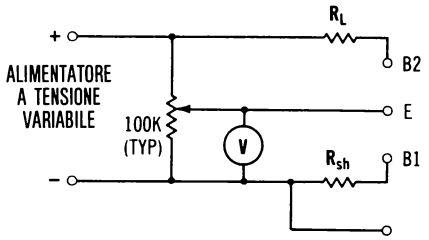


Fig. 6-10. Circuito di prova del transistore unigiunzione.

Passo 2

Dopo aver fatto funzionare il vostro UJT, ripetete il test per una serie di tensioni; per esempio, 7,5, 10, 12,5, 15 volt fino al limite della tensione nominale massima del vostro dispositivo. Registrate i dati in Tabella 6-1 e riportate graficamente una curva del rapporto della tensione trigger rispetto alla tensione di alimentazione in funzione della tensione di alimentazione di base 2, dove V_{bb} è la tensione di interbase, V_{eb} è la tensione emettitore-base 1, e V_R è il rapporto di tensione. Riportate la curva sul grafico dato nella Fig. 6-11.

Passo 3

Ripetete i Passi 1 e 2 con dispositivi UJT addizionali. Registrate i dati nelle Tabelle 6-1 e 6-2. Riportate anche i valori del rapporto di trigger in funzione della tensione per questi nuovi dispositivi sul grafico dato nella Fig. 6-11.

Tabella 6-1. Dati per l'Esperimento 1

V_{bb}				
V_{eb}				
V_R				
V_{bb}				
V_{eb}				
V_R				
V_{bb}				
V_{eb}				
V_R				

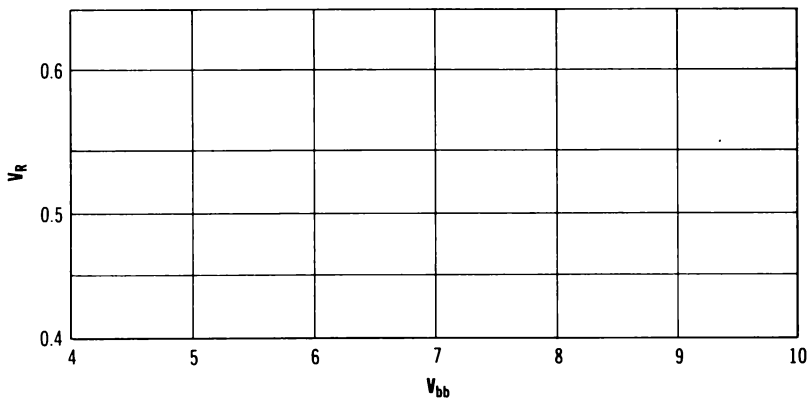


Fig. 6-11. Grafico per l'Esperimento 1, Passi 2 e 3.

Passo 4

Quindi cablate l'UJT in modo che la tensione generata ai capi di R_{b1} sia accoppiata nel gate di un raddrizzatore controllato al silicio, come mostrato nella Fig. 6-12. Osservate se potete eccitare l'SCR, e trovate la gamma di tensioni in cui potete farlo. Spiegate quello che avete imparato da questo esperimento.

Tabella 6-2. Altri Dati per l'Esperimento 1

V_{bb}				
V_{eb}				
V_R				
V_{bb}				
V_{eb}				
V_R				
V_{bb}				
V_{eb}				
V_R				
V_{bb}				
V_{eb}				
V_R				

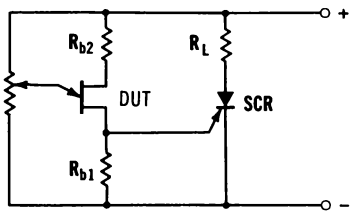


Fig. 6-12. Un circuito di prova per UJT.

ESPERIMENTO 2

Il Transistore Unigiunzione come Generatore a Dente di Sega

In questo esperimento imparerete di più sul comportamento del transistore unigiunzione come generatore di forma d'onda a dente di sega. Avete realizzato l'equivalente di tale generatore nell'Esperimento 1, ma non l'avete fatto funzionare in questo modo. Per fargli generare una forma d'onda a dente di sega, avete bisogno di una resistenza fissa oppure variabile dall'emettitore al generatore di tensione base 2 (o forse una tensione più alta se la linearità è critica) e di un condensatore dall'emettitore al ritorno di base 1. (Il condensatore deve scaricare attraverso il resistore in serie con la base 1). La configurazione di base del circuito è mostrata nella Fig. 6-13. Apporterete diverse varianti a questa configurazione dopo aver esaminato le proprietà del circuito fondamentale.

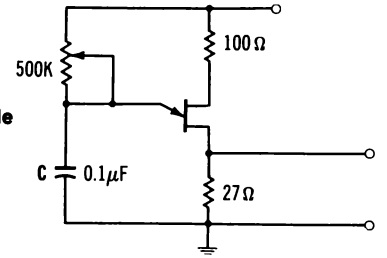


Fig. 6-13. Un circuito fondamentale di sweep UJT.

Passo 1

Come notato prima, la tensione che deve essere applicata all'emettitore dell'UJT è approssimativamente metà della tensione applicata alla base 2 all'istante di inizio. Se usate l'oscilloscopio per osservare la forma d'onda dell'emettitore, qual è la resistenza massima che potete usare tra l'emettitore e l'alimentazione di base 2 se volete essere sicuri che il vostro circuito funzioni propriamente? Perchè?

È necessario che la tensione all'emettitore sia in grado di superare la tensione critica in un limitato periodo di tempo se il triggering deve essere affidabile. Questo significa che la resistenza dall'emettitore alla base 2 deve essere abbastanza piccola in modo che il caricamento dell'oscilloscopio non impedisca alla tensione di elevarsi al livello richiesto. Basandoci su questo, si sceglierebbe il valore massimo di una resistenza variabile dall'emettitore alla base 2 circa metà della resistenza di ingresso effettiva dell'oscilloscopio. Poichè la dispersione nell'UJT e la capacità possono anche avere un effetto, la resistenza massima è probabilmente di circa 0,25 megaohm, se i componenti usati non sono stati scelti con estrema cura.

Passo 2

Cablate il circuito sulla scheda senza saldature e variate la resistenza nel circuito per vedere come varia la durata di tempo del dente di sega. Attualmente state usando un condensatore da 0,1 μF, perciò la frequenza di ripetizione dello sweep è abbastanza veloce in modo che potete dire quello che sta succedendo. Se il circuito smette di oscillare quando aumentate la resistenza di carico, misurate il valore della resistenza dall'emettitore all'alimentazione di base 2 (staccatelo così che il dispositivo e il condensatore non interessino la lettura), e confrontate il valore con la resistenza di ingresso dell'oscilloscopio. La dispersione dall'emettitore alla base

1 o alla base 2 può interessare il valore della resistenza? Provatelo e scopritelo! Spiegate quello che avete imparato.

La dispersione alla base 1 o nel condensatore interesserà il funzionamento del circuito. La presenza di dispersione alla base 2 aumenterà la grandezza effettiva della corrente di carico e farà sì che il circuito si ecciti più rapidamente. La dispersione nel condensatore oppure alla base 1 ritarderà il caricamento, e impedirà che la tensione di alzi abbastanza da eccitare il dispositivo. Il carico dall'oscilloscopio può avere lo stesso effetto.

Passo 3

Sulla base della resistenza e capacità che state usando per il vostro circuito di carica/scarica, determinate il valore corretto del parametro A nella seguente equazione:

$$f = A\ (RC)^{-1} \qquad \text{(Eq. 6-1)}$$

Scegliete valori differenti di capacità e di resistenza, e determinate se questa equazione si accorda con la vostra gamma di resistenze e di capacità. Potete usare questo metodo per stimare la resistenza di dispersione shunt che il vostro circuito sta caricando sul condensatore? Spiegate.

Questa equazione dovrebbe applicarsi se sono fatte le esatte correzioni per le resistenze del circuito e le tolleranze dei componenti.

Passo 4

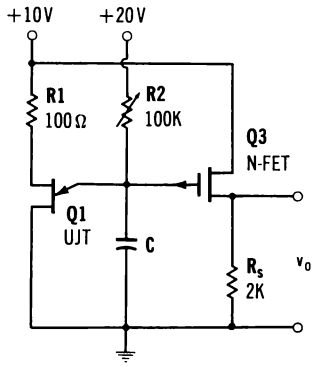
Fino ad ora avete presupposto che la forma d'onda a dente di sega che state generando col UJT sia un dente di sega lineare. Ora, avete bisogno di vedere se lo è veramente e determinare cosa potreste fare per migliorare la sua linearità se non lo è. Esaminate la forma d'onda quanto più attentamente potete con numeri differenti di periodi sull'oscilloscopio. (Per prima cosa dovete esaminare la linearità dello sweep nell'oscilloscopio!). Sincronizzate l'oscilloscopio con l'oscillatore

UJT con circa 10 periodi della forma d'onda UJT visibile ai capi dell'indicatore dell'oscilloscopio. Poi, con una coppia di compassi, misurate la larghezza dei periodi successivi. Dovrebbero essere tutti uguali, al meglio della vostra abilità nel misurarli. Lo sono? Se non lo sono, vedete se il circuito dell'oscilloscopio usa un FET per rivelare la tensione ai capi del condensatore che è caricato e scaricato durante il periodo di sweep. (Un FET o un tubo elettronico possono essere usati come inseguitore di tensione per minimizzare il caricamento sul condensatore). L'altra causa principale di questa non linearità è la variazione nella corrente di carica. Quando caricate un condensatore attraverso un resistore, la tensione ai capi del resistore diminuisce quando la tensione ai capi dei condensatore aumenta, e la corrente di carica deve inevitabilmente diminuire. Per correggere questo, si richiede che la corrente di carica sia resa più costante. La tensione di carica può essere aumentata sostanzialmente, oppure un cosiddetto circuito a corrente costante può essere usato come sorgente. (Questa è una delle applicazioni importanti dei generatori di corrente stabilizzata). Usando il circuito mostrato nella Fig. 6-14 B, potrebbe essere usato un transistore pnp per generare la corrente costante richiesta. Il resistore R2 oppure il resistore R4 possono essere variati per creare il generatore di corrente variabile. Di questi, possibilmente l'R2 potrebbe dare il funzionamento più accettabile. Se la sweep non è adeguatamente lineare, dovreste riprogettarla. Cosa avete trovato?

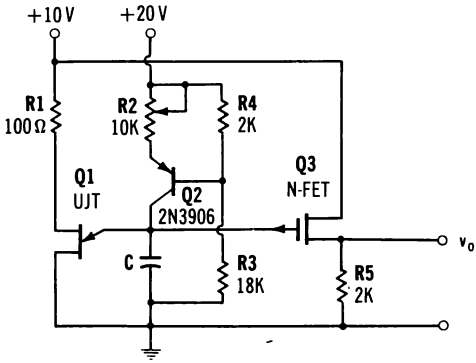
Probabilmente troverete che la variazione della resistenza di emettitore è un modo più efficace per controllare la velocità di sweep e quindi la variazione della tensione di base. L'ammontare totale della degenerazione rimane essenzialmente costante fino a quando è costante l'aumento di tensione all'emettitore. Il risultato è che sarà disponibile un miglior controllo della corrente di carica (Fig. 6-14). Questa figura mostra anche l'uso dell'inseguitore di source, basato su un IGFET la cui funzione è quella di eliminare la curvatura dovuta al caricamento introdotto dai collegamenti elettrici dell'amplificatore d'uscita.

Passo 5

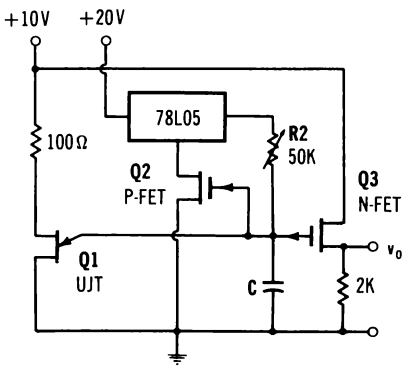
La tecnica fondamentale per trasformare un circuito a resistenza variabile in un circuito a corrente variabile, in cui la corrente rimane costante col passare del tempo per ogni adattamento del valore di resistenza è stata descritta brevemente prima. Per questa funzione può essere usato un transistore ad effetto di campo tanto quanto un transistore bipolare o un tubo elettronico. Ognuno di questi dispositivi può essere usato al posto del transistore Q2 con risultati soddisfacenti, ma il transistore bipolare richiederà una tensione globale più piccola per un dato



(A)



(B)



(C)

Fig. 6-14. Circuiti generatori di dente di sega mediante linearizzazione del transistore unigiunzione.

livello di stabilizzazione. Sarà utile per voi paragonare l'efficacia relativa di variare R2 e R4 come mezzo per regolare il livello di corrente usato per caricare il condensatore. Vi consigliamo di disporre il circuito mostrato nella Fig. 6-14 B in modo che possiate variare la corrente di caricamento da 100 microampere a 10 milliampere, con 1 volt ai capi della resistenza di emettitore. Esaminate la linearità della forma d'onda usando questo segnale per l'ingresso orizzontale dell'oscilloscopio, e introducete dal vostro generatore di forme d'onda audio. una sinusoide oppure un'altra forma d'onda. Questo segnale dovrebbe avere una frequenza approssimativa pari a 10 volte la velocità di sweep in modo che possiate usare i periodi come misura della linearità. Registrate qui i dati nella Tabella 6-3 e

Tabella 6-3. Dati per l'Esperimento 2, Passo 5

R2				
L_{Mx}				
L_{Mn}				
R2				
L_{Mx}				
L_{Mn}				
R2				
L_{Mx}				
L_{Mn}				

discutete poi i risultati. La variazione della linearità di sweep è in questo caso, il problema importante, e la lunghezza del periodo delle onde di sincronizzazione (il più lungo e il più corto) dovrebbero essere registrate, con L_{Mx} che è la lunghezza del periodo più lungo dell'onda di sincronizzazione, e L_{Mn} che è la lunghezza del più corto. La prossima serie di dati, Tabella 6-4, si riferisce alla configurazione della Fig. 6-14B con il valore variato di R4. Il resistore R2 dovrebbe avere un valore di 500 Ω per questo test. (V_{e2} è la tensione ai capi della resistenza R2). Se desiderate misurare più della lunghezza di periodo massimo e minimo, questo vi permetterà di riportare graficamente una taratura della linearità di questi circuiti generatori di sweep.

Dal momento che la corrente di caricamento attraverso una resistenza ha un "decadimento" esponenziale alla scarica, è molto utile un buon stabilizzatore di

corrente. Dei due che avete provato, crediamo che abbiate trovato l'uso del resistore R2 come variabile superiore all'altro.

Tabella 6-4. Altri Dati per il Passo 5

R4				
V_{e2}				
L_{Mx}				
L_{Mn}				
R4				
V_{e2}				
L_{Mx}				
L_{Mn}				
R4				
V_{e2}				
L_{Mx}				
L_{Mn}				

Passo 6

Ora, senza aumentare la tensione di base 2, cambiate la resistenza nel circuito di emettitore, ed aumentate la tensione di alimentazione al doppio della tensione sulla base 2. Esaminate l'effetto di questa variazione sulla linearietà della sweep e sul valore massimo della resistenza in serie che potete usare nel circuito. Paragonate questa variazione di valore con la tensione di alimentazione di emettitore, la stessa tensione di alimentazione alla base 2. Che effetto ha questo sulla linearità?

L'uso della tensione più alta significa che l'UJT si ecciterà prima che la tensione ai capi del resistore di ritorno dell'emettitore sia diminuito abbastanza da permettere di sviluppare ogni significativo ammontare di non linearità. Troverete anche che potete usare un valore più alto di resistenza di ritorno di emettitore perchè la tensione di ritorno più alta riduce l'efficacia di ogni perdita di shunt nel dispositivo oppure nel condensatore.

Altre Considerazioni sul Transistore Unigiunzione come Generatore a Dente di Sega.

In questo esperimento troverete utile ripetere i test che avere fatto negli Esperimenti 1 e 2 su diversi altri dispositivi UJT per vedere come sono rispetto al dispositivo che avete già provato. Si consiglia di provare un assortimento di dispositivi aventi differenti codici EIA dato che potreste trovare differenze significative tra essi. Dopo che ciò è stato compiuto, potrebbe essere interessante fare alcuni test addizionali che mostreranno come potete in modo attendibile ottenere ritardi di tempo lunghi. Forse allora capirete meglio come provare dispositivi per l'uso anche in applicazioni di ritardo lungo.

Passo 1

Per prima cosa, ripetete i test nell'Esperimento 1 ma con alcune caratteristiche addizionali. Questa volta, quando aumentate la tensione sull'emettitore, registrate il flusso di corrente nell'emettitore sia prima che dopo il triggering. Usate il circuito per l'Esperimento 1 con un'aggiunta. Disponete l'elemento misuratore di corrente tra il potenziometro e l'emettitore. Poi, prendete di nuovo i dati, includendo in essi le risultanti letture di corrente. Registrate i dati nella Tabella 6-5. Riportate un grafico di V_R in funzione di V_{b2} nella Fig. 6-15.

Passo 2

Riportate graficamente i dati su tutti i dispositivi che avete provato, ed esaminate il rapporto tra la corrente di dispersione di emettitore e la resistenza di carico massima che potete usare con un dispositivo come un oscillatore. Sulla base della corrente di dispersione di emettitore e la tensione di ritorno emettitore-base 1, trovate come questa resistenza si paragona con la resistenza di carico massima. Qual'è la tensione massima alla quale è caricato il condensatore? Riportate la curva di carico che vi aspettereste nei termini del rapporto tra V_e e B_{b2}.
La tensione limitatrice è più grande della tensione trigger? (Suggerimento: In assenza di dispersione, la curva di caricamento prenderà la forma consigliata dalla Equazione 6-2, e con la dispersione, V_{b2} potrebbe essere sostituito dal valore approssimativo suggerito dall'Equazione 6-3. Questa tensione deve oltrepassare il valore di V_e perchè avvenga il triggering.
Il valore di r_e può essere approssimato dal valore di V_e proprio sotto il breakdown insieme al valore di I_e alla stessa tensione).

Tabella 6-5. Dati per l'Esperimento 3, Passo 1

V_{b2}				
V_e				
I_e				
V_R				
V_{b2}				
V_e				
I_e				
V_R				
V_{b2}				
V_e				
I_e				
V_R				
V_{b2}				
V_e				
I_e				
V_R				

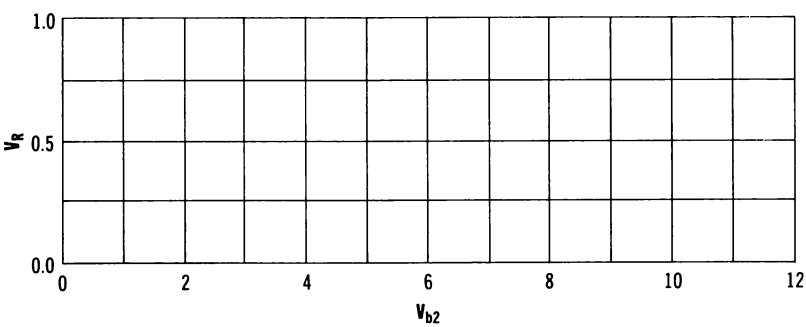


Fig. 6-15. Grafico di V_R in funzione di V_{b2}.

$$V = V_{b2}\,[1 - \exp\,(-t/RC)] \qquad \text{(Eq. 6-2)}$$

$$V_{b2}\,(1 + R_e/r_e)^{-1} \qquad \text{(Eq. 6-3)}$$

Riportate la curva di caricamento che vi aspettavate nei termini del rapporto della tensione emettitore-base 1 alla tensione base 2 - base 1. Questa tensione limitatrice è più grande della tensione di trigger? Includete ulteriori dati come necessita nella Tabella 6-5 (Passo 1), e vedete se i vostri dati concordano con l'esperienza sui dispositivi.

Avrete probabilmente trovato che alcune delle unità UJT hanno assorbito più corrente di emettitore delle altre, e questi dispositivi non potevano tollerare una resistenza di carico tanto alta quanto quei dispositivi che stavano assorbendo correnti più piccole. Sulla base di questo, quale dispositivo credete sia migliore per generatori di ritardo lungo? Come potrete migliorare le loro linearità e il ritardo di tempo totale se ne avete bisogno?

Aumentando la tensione di alimentazione di emettitore otterreste entrambi gli scopi. Allora può anche essere usata una resistenza di carico di valore più elevato.

Passo 3

Assemblate il circuito come per l'Esperimento 2, e ripetete le prove di questi dispositivi come generatori a dente di sega. Provate ogni dispositivo uno per uno e, poi, ripetete le prove usando un condensatore di immagazzinamento più grande (da tre a dieci volte il valore precedentemente usato). Ogni volta che provate un dispositivo siate sicuri di trovare il valore massimo di resistenza che farà in modo che la tensione di emettitore-base 2 provochi una generazione di forme d'onda a dente di sega. Dovreste fare scattare l'oscilloscopio fuori dal resistore di ritorno di base 1 oppure usare un inseguitore ad IGFET per darvi accesso alla vera forma d'onda senza creare una situazione di caricamento contrario. Provate anche a vedere se il punto di connessione dell'oscilloscopio interessa il valore massimo di resistenza che può essere usato spostando il punto di spegnimento dell'oscillosco-

pio da una posizione ad un'altra. Registrate i dati nella Tabella 6-6, dando l'identificazione del dispositivo, la resistenza massima, il valore di capacità, la corrente di dispersione nel dispositivo e nel condensatore, e tutti gli altri dati che potete considerare essenziali. Poi, discutete i risultati.

Passo 4

Paragonate i valori delle correnti di emettitore appena prima l'inizio (dai Passi 1 e 3) con il valore della resistenza in serie che potete usare nel circuito di caricamento con ogni dato condensatore. Troverete qualche connessione? Le caratteristiche del condensatore che state usando hanno qualche effetto diverso dalla variazione della velocità di sweep (che ci si aspetterebbe)? Per esempion, una variazione del condensatore ha un qualche effetto sulla resistenza massima? Spiegate le vostre osservazioni.

Avete probabilmente trovato che la corrente di dispersione totale è tanto più alta (emitter più condensatore), quanto più basso è il valore limitante della resistenza di caricamento. Troverete anche che questo si rivela dal fatto che la tensione di emettitore non raggiunge il valore di trigger con alta dispersione e alta resistenza.

Passo 5

Con una grande capacità e con la resistenza di carico vicina al massimo a cui potete ottenere una generazione di dente di sega, misurate il periodo con un cronometro. Fatelo sei o otto volte per ogni combinazione di UJT e valore di resistenza. Registrate i tempi per le prove con ogni dispositivo, e spiegate quello che avete osservato. Determinate anche i valori per il parametro A come mostrato nell'Equazione 6-1 per ogni caso.

Avrete probabilmente trovato che c'è una variabilità considerevole nel tempo richiesto per triggering. Questo si applicherà sia per un singolo dispositivo, che per dispositivi differenti. Se inserite un interruttore chiuso normalmente in serie dalla resistenza di caricamento, oppure un interruttore normalmente aperto in

Tabella 6-6. Dati per l'Esperimento 3, Passo 3

Dispositivi				
R_{max}				
V_{b2}				
V_e				
I_e				
I_{cap}				
C				
Altri dati				
Dispositivi				
R_{max}				
V_{b2}				
V_e				
I_e				
I_{cap}				
C				
Altri dati				
Dispositivi				
R_{max}				
V_{b2}				
V_e				
I_e				
I_{cap}				
C				
Altri dati				

parallelo con il condensatore, potete stabilire un miglior riferimento "zero". Anche il tempo sarà più costante, ma sarà ciononostante variabile.
Troverete che l'intervallo di tempo è più lungo, siccome il caricamento deve iniziare dalla tensione zero invece che da una condizione parzialmente scaricata.

Otterrete l'intervallo più lungo iniziando dalla tensione zero sul condensatore. Anche il ritardo di tempo sarà più stabile.

Passo 6

Modificate il vostro circuito a scarica lenta come mostrato nella Fig. 6-3. L'UJT addizionale è usato per pulsare la tensione di base 2 in una direzione negativa per aumentare momentaneamente il rapporto della tensione emettitore-base 2. Misurate nuovamente il tempo di ritardo con il cronometro. Dovrete anche aumentare la resistenza in serie all'emettitore dopo che avete provato il circuito per la resistenza massima che potevate usare per un normale funzionamento libero. L'eccitazione è più affidabile con applicati gli ampulsi? Spiegate quello che avete trovato.

Il pulsante della base 2, come notato precedentemente, provoca un aumento del rapporto di tensione all'emettitore, che conduce al triggering appena la tensione di emettitore ha raggiunto un punto dove è possibile il triggering. L'effetto iniziale di questo è di accorciare il periodo di tempo. Comunque, rende anche possibile un aumento della resistenza di carico e questo consente di ottenere un aumento netto nel tempo di misura. Quando il circuito è usato con componenti attentamente scelti, possono essere generati decadimenti di tempo estremamente lunghi.

Passo 7

Questa configurazione potrebbe essere usata per ottenere una sweep triggered di tempo estremamente lungo per un'oscilloscopio? Discutete quello che potreste fare con una tale configurazione.

Un circuito di questo tipo potrebbe essere veramente usato per una sweep lenta triggered. La tensione per l'emettitore passerebbe attraverso un circuito a corren-

te costante che è agganciato da un diodo limitatore per mantenere la tensione di emettitore inferiore al livello di trigger. L'impulso sincronizzatore dovrebbe essere applicato per mezzo del resistore in serie alla base 2 di un transistore che viene pulsato dal segnale di trigger. Questo provocherebbe l'accensione dell'UJT mandando l'impulso ed iniziando a ricaricare linearmente. Un possibile circuito per un tale dispositivo è mostrato nella Fig. 6-16.

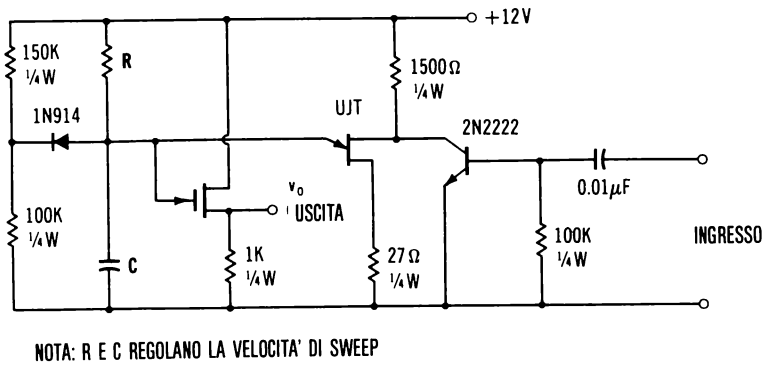


Fig. 6-16. Triggered sweep mediante transistore unigiunzione.

ESPERIMENTO 4

Il Raddrizzatore Controllato al Silicio

Come dice il suo nome, il raddrizzatore controllato al silicio è un dispositivo conduttore unilaterale, o a senso unico che può essere programmato ad accendersi dopo che sono avvenute certe condizioni. Può essere spento solamente riducendo la tensione dall'anodo al catodo a zero, mediante riduzione della corrente di anodo al di sotto di un livello definito. In questo esperimento, proverete campioni di questo dispositivo sia in corrente continua che in corrente alternata in modo che possiate vedere come si comportano e come possono essere controllati. In esperimenti successivi assemblerete circuiti pratici che possono essere utili nella vostra automobile oppure nella vostra casa.

Passo 1

Cablate il circuito di prova mostrato nella Fig. 6-17 sulla scheda senza saldature usando un SCR a bassa corrente. Questa disposizione vi permetterà sia di variare la tensione sul gate del vostro dispositivo, che di osservare quando scorre una corrente significativa. Misurate la tensione d'inizio per diversi valori di tensione di anodo, e registrate i dati nella Tabella 6-7. Disponete anche il circuito in modo tale

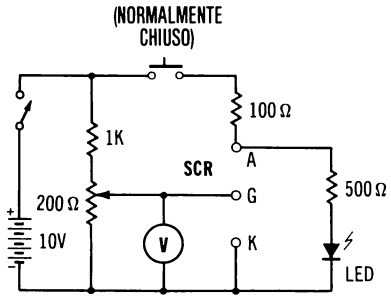


Fig. 6-17. Circuito di prova per un raddrizzatore controllato al silicio.

che potete limitare la corrente di anodo variando la resistenza di carico nel circuito di anodo. Iniziate con una resistenza che vi permetterà di far circolare un po' più della corrente di conduzione minima, e, poi, successivamente, raddoppiate la resistenza fino a che non riuscite più a far condurre l'SCR quando aumentate la tensione di gate. Poi, cercate di dimezzarla dal valore originale. Variate la tensione di alimentazione di anodo da circa 3 volt a 10 volt, oppure dimezzate la tensione di anodo stimata, a seconda di qual'è la più grande. Registrate i dati nella tabella e descrivete gli effetti che fanno variare le tensioni sulle caratteristiche di triggering

Tabella 6-7. Dati per l'Esperimento 4, Passo 1

V_{aa}				
V_g				
R_L				
I_L				
V_{aa}				
V_g				
R_L				
I_L				
V_{aa}				
V_g				
R_L				
I_L				

del dispositivo. (Ricordate di premere il pulsante di circuito chiuso dopo ogni prova per riportare l'SCR alla condizione di off).

L'SCR condurrà soltanto se la corrente di carica (che può scorrere) eccede qualche valore minimo (il quale dipende dalla corrente di valanga nel dispositivo). L'SCR richiede una tensione diretta sul suo gate di un valore specifico per creare l'effetto valanga. Internamente, agisce come uno "switch and latch" (interruttore e chiusura) che richiede speciali trattamenti per causare un ritorno all'interdizione.

Passo 2

Prendete un dispositivo che conduce con facilità e aumentate il valore della resistenza di carico per vedere se potete farlo spegnere. Si è spento? Perchè pensate questo avvenga?

Sì, l'unità esce dalla saturazione, e non può mantenere una condizione di conduzione. Di questi dispositivi si dice a volte che siano l'equivalente di un transistore npn e di un pnp collegati insieme con l'emettitore dell'unità npn equivalente al suo catodo e la base dell'unità npn collegata al collettore dell'unità pnp. Il collettore dell'unità npn è collegato alla base dell'unità pnp. L'emettitore dell'unità pnp diventa allora l'anodo della combinazione. Potete prendere due transistori e collegarli in questa maniera per ottenere l'equivalente di un SCR?

Sembrerebbe che voi ne siate capaci, ma non potete. Non potete ottenere il tipo giusto di conduzione a valanga a meno che i dispositivi siano integrati su un chip singolo. Comunque, provate da soli. L'autore una volta l'ha provato perchè non aveva un SCR di bassa potenza. Non ha funzionato. La deviazione di corrente nel chip è apparentemente il requisito critico che non potete ottenere.

Passo 3

Ora che avete visto il comportamento tipico di un raddrizzatore controllato al silicio usando corrente continua, è necessario provarne uno usando corrente

alternata. Se avete un SCR regolato a circa 400 volt, potete fare questo test sulla vostra linea ad alta tensione usando una lampadina. Assicuratevi comunque che la taratura della corrente dell'SCR sia di circa cinque o più volte la corrente di picco a pieno carico nominale attraverso la lampadina, siccome la resistenza del filamento di una lampadina quando è freddo può essere soltanto una frazione del valore a piena potenza. (Un dispositivo con una taratura di corrente di picco di 20 volte non si danneggierebbe con la corrente di chiusura inferiore alla normale corrente della lampada!) Se nessuno dei dispositivi SCR disponibili ha una taratura di tensione tanto alta usate con essi un trasformatore a bassa tensione per essere sicuri di non distruggere l'SCR. La tensione di picco del trasformatore non dovrebbe superare di circa un terzo la taratura di picco dell'SCR. Un trasformatore che ha un'uscita tra 12 e 48 volt dovrebbe essere adatto.

Cablate il circuito come mostrato nella Fig. 6-18. Se state usando un trasformatore, cambiate la lampadina al neon con un diodo trigger collegato con il suo anodo verso il gate. I diodi ordinari ed i diodi zener possono essere usati (ma con efficacia sostanzialmente ridotta) se non potete disporre di un diodo trigger.

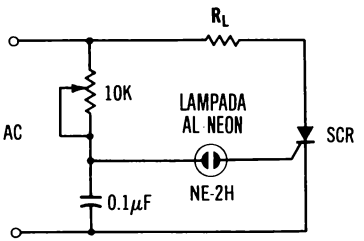


Fig. 6-18. Controllo ca con l'impiego di un raddrizzatore controllato al silicio.

L'accensione è ottenuta da un improvviso scaricarsi di corrente nel gate come risultato di un notevole salto di tensione che è dovuto al breakdown (rottura) della lampadina al neon oppure del diodo trigger. I diodi ordinari ed i diodi zener non dovrebbero essere usati nei circuiti pratici mentre l'effetto dell'impulso degli altri dispositivi è necessario per il corretto funzionamento. Variate la resistenza nel potenziometro usato nella rete RC, ed osservate la forma d'onda d'uscita dell'SCR. Cosa succede quando variate il valore di resistenza? Tracciate dei grafici che mostrano diversi esempi della forma d'onda risultante.

Passo 4

Ora, invertite le posizioni della resistenza e della capacità nella rete a controllo

di gate. Cosa accade? Il circuito funziona ancora? Potete spiegarlo?

Il gate è già positivo quando l'anodo diventa positivo, così potete sempre aspettarvi di ottenere in questo modo un intero mezzo periodo di conduzione. Non avete nessun controllo per gli scopi pratici.

Quando questo circuito è usato per controllare un regolatore luminoso con una lampadina, per l'accensione è generalmente usato un diodo trigger oppure un diac, poichè al momento in cui il dispositivo inizia a condurre, la tensione di gate sull'SCR riceve un forte impulso positivo, accendendo in modo deciso. Se la tensione di anodo è positiva, l'SCR s'accende istantaneamente. Se non lo è, s'accende solo quando sia il gate che l'anodo seguente diventano positivi.

Passo 5

Applicate una tensione alternata raddrizzata su un diodo trigger usando la combinazione raddrizzatore-trasformatore che avete realizzato. Questo è il dispositivo che avete fatto per applicare sinusoidi rettificate ai transistori in modo che potevate riportare graficamente gli andamenti tensione-corrente dei transistori bipolari e ad effetto di campo. Disegnate le forme d'onda della tensione presente ai capi del diodo. Comunque, assicuratevi prima che ci sia un'adeguata resistenza in serie (attorno i 500 Ω) nel circuito di alimentazione in modo che i componenti non si surriscaldino. Provatelo per entrambe le polarità. Ripetete il test usando un diac. Qual è la differenza tra i due dispositivi?

La maggior parte dei diodi trigger e dei diac che l'autore ha provato hanno iniziato a condurre nella normale direzione non conduttrice tra i 25 e 30 volt. I diodi trigger hanno iniziato a condurre nella direzione diretta a circa 0,6 volt, mentre con i diac, nella direzione diretta non si è potuto misurare nulla. Con entrambe le polarità, la conduzione inizia quasi allo stesso valore. C'era invariabilmente un picco al punto di "accensione", mentre la tensione di conduzione era dai 5 ai 10 volt meno della tensione di rottura. C'era una piccola oscillazione transitoria al punto di "spegnimento".

Passo 6

L'SCR può essere usato in cc tanto quanto in ca fino a quando si può ottenere, in qualche modo, una interruzione del flusso di corrente di anodo. Ciò può essere fatto cortocircuitando il dispositivo, oppure può essere fatto riducendo l'ammontare di corrente che può scorrere al di sotto del minimo di progetto.

Dal momento che i tergicristalli (usati sulle automobili) hanno una disposizione di ritorno automatico che può essere usato per cortocircuitare un SCR, questi dispositivi sono eccellenti per fornire circuiti a funzionamento ritardato. Un UJT può essere usato per accendere l'SCR. (L'SCR è collegato direttamente ai capi dei contatti del normale interruttore del tergicristallo). L'elemento di resistenza variabile usato con l'UJT ha generalmente un interruttore incorporato che avvierà l'unità di controllo e collegherà alto anche l'SCR. Impulsi ripetuti dell'UJT fanno poi funzionare il tergicristallo per uno o due periodi ogni volta che il condensatore è scaricato. Il circuito per una di queste unità è mostrato nella Fig. 6-19. Usa un interruttore a pulsante per rappresentare l'interruttore di ritorno; può essere usata una lampada per rappresentare il tergicristallo. Cablatelo su una scheda senza saldature e provatelo. Quale gamma di ritardi potete ottenere? Pensate di poter progettare un circuito che faccia lampeggiare una lampada e che usi un SCR in modo che non passi un'alta corrente attraverso i contatti del parzializzatore? Provatelo.

È veramente abbastanza facile. È richiesto un piccolissimo ricablaggio dell'accessorio della lampada per lampi di luce. Invece di applicare la corrente dalla batteria direttamente ai contatti, i contatti sono posti in serie con una resistenza collegata al morsetto più (+) della batteria. Il morsetto meno (−) della batteria va attraverso la lampada fino al catodo sull'SCR. Il gate dell'SCR è collegato ad uno dei contatti di parzializzazione e quindi ritorna attraverso una resistenza al morsetto meno. Chiudendo i contatti di parzializzazione si pulsa il gate, ed il flusso di corrente attraverso la lampada la fa lampeggiare.

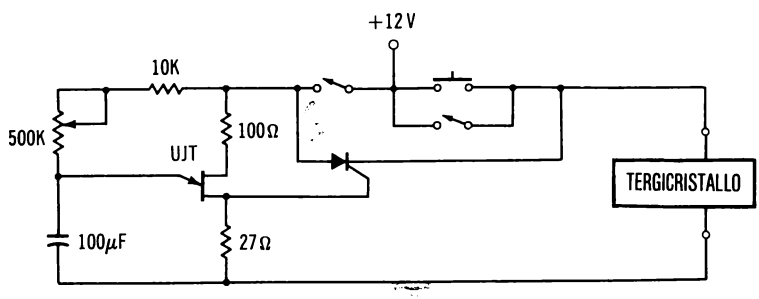


Fig. 6-19. Un circuito a controllo di sweep intermittente per tergicristalli

ESPERIMENTO 5

Un Timer Regolabile

Una configurazione che compie una funzione simile al controllo di tergicristallo e che può essere utile per altre applicazioni domestiche è un timer regolabile utilizzabile per la determinazione dei tempi fotografici. Questa disposizione è progettata per eseguire solo un periodo. Parte quando è premuto un interruttore a pulsante, che chiude il relè di potenza per la luce regolabile o altro carico, e fa scattare il timer. L'alimentatore della sorgente cc di 15 volt è già stato attivato. È collegato all'UJT e all'SCR quando questo relè è chiuso. Il timer determina il tempo impostato alla prima scarica, e l'impulso di scarica accende l'SCR. L'SCR chiude il suo relè, il quale apre il relè di potenza. L'unità può essere calibrata con un cronometro e darà esposizioni ripetitive che sono adeguatamente affidabili. (Vedere la Fig. 6-4)

Passo 1

Cablate il vostro circuito come nella Fig. 6-20. Potreste voler provare diversi tipi di dispositivi nella posizione SCR, perciò i suoi morsetti sono segnati K, G e A. Se desiderate provare e usare un transistore di potenza npn, collegate l'emettitore a K, la base a G, ed il collettore ad A. Un dispositivo npn di potenza del tipo Darlington si collegherà allo stesso modo, eccetto che la connessione base-emettitore interna dovrebbe essere ritornata a massa attraverso un resistore. Questo resistore mantiene *spenta* l'unità quando non c'è nessuna polarizzazione sul morsetto G.

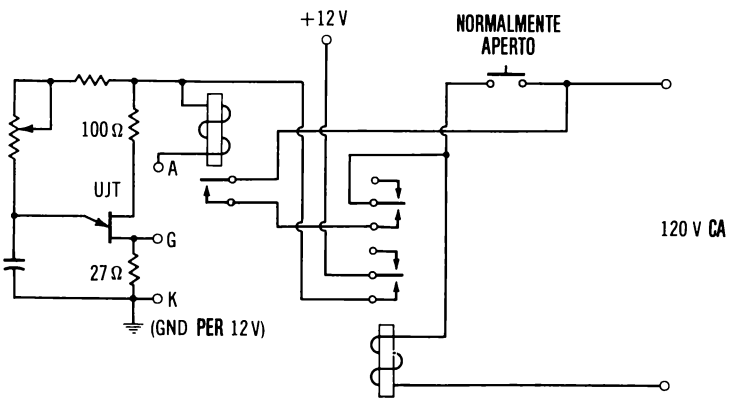


Fig. 6-20. Schema di un timer regolabile.

Passo 2

Fate le prime prove usando un SCR nel circuito. Trovate il valore massimo di resistenza che potete usare con l'UJT. Se non è almeno mezzo megaohm, provate UJT differenti fino a che non ne trovate uno che si ecciterà e genererà un'onda a dente di sega con una resistenza di caricamento di almeno 1 megaohm. Poi, scegliete una capacità che vi permetta di ottenere intervalli di tempo fino a quasi un minuto. Un condensatore di circa 50 μF dovrebbe essere adatto.

Cablate il circuito e provatelo. Avete avuto dei problemi una volta che avete scelto le parti corrette?

A meno che non abbiate un problema di dispersione in un componente, non dovreste aver avuto nessun problema. Se avete problemi, riprovate ogni componente e ricontrollate l'impianto.

Passo 3

Disponete dei rudimentali segni di taratura sul potenziometro in modo da conoscere le posizioni per ottenere ritardi di tempo di 5, 10, 20 e 40 secondi. Usando questi circuito, modificato da permettere la marcia a vuoto dell'UJT, ottenete questi intervalli di tempo lunghi?

Quando il timer funziona normalmente, carica il condensatore dalla massa ad approssimativamente metà della tensione di alimentazione. Quando si eseguono dei periodi va da approssimativamente un quarto della tensione di alimentazione a metà. Il risultato è che quando marcia a vuoto, il tempo del periodo è approssimativamente metà di quello richiesto per il circuito quando inizia con un condensatore scarico.

Passo 4

Quando l'SCR è sostituito con il transistore di potenza oppure con il transistore di potenza Darlington, cosa succede? Spiegate.

Le nostre prove hanno indicato che non possiamo contare sui transistori, perchè, quando li usiamo, il circuito non si è aperto fino a che il relè di potenza non è

aperto. A volte il circuito funzionava, e a volte andava in una situazione di marcia a vuoto. I contatti sul relè di bassa tensione non sono rimasti aperti abbastanza a lungo da liberare il relè di potenza. L'SCR, d'altro canto, è chiuso fino a che il relè di potenza ha aperto e rimosso la tensione dall'SCR, perciò ristabilendo il circuito trigger alla sua condizione normale. Allo stesso tempo, l'apertura del relè di potenza rimuove potenza dall'UJT e dall'SCR. Il condensatore poi si scarica attraverso la giunzione emettitore-base 1 al ritorno negativo. Questo dà il tempo di carica massimo.

Passo 5

Quando montate il timer regolabile notate che è conveniente avere il morsetto d'uscita sdoppiato. Il cavallotto da sezione a sezione è stato disinserito, e il contatto di riposo del relè collegato alla seconda sezione. Ciò è fatto in modo che una presa può essere usata per una luce di sicurezza, e l'altra per il timer. Provatelo e vedete se il vostro funziona come quello dell'autore. Registrate i vostri commenti su questo dispositivo, i problemi che avete incontrato, come li avete risolti, e per quale altra cosa sareste in grado di usare questo circuito. Credete che per questo potreste usare relè elettronici invece di quelli meccanici?

ESPERIMENTO 6

Un Allarme Fotosensibile

Esistono numerosi possibili usi per un circuito trigger, sensibile all'arrivo di un raggio di luce e che accenderà conseguentemente un'altra luce. Un circuito semplice per questo scopo può essere progettato sulla base del circuito prima descritto. Ha bisogno di due elementi addizionali che potete progettare per il vostro circuito, sulla base di quello che avete imparato precedentemente - un circuito di ritardo che gli permetterà di essere acceso e di partire senza farlo scattare, e anche, un modo per spegnere il circuito in luce diurna. (Questo può essere un interruttore di potenza, un timer, oppure uno strumento a luce ambiente che manterrà l'unità inattiva fino a quando non è spenta).

Una configurazione possibile per il circuito è mostrato nella Fig. 6-21. Ci sono due importanti differenze dal precedente circuito. La prima è che il resistore di carico per il condensatore è ora una resistenza fotosensibile come una cellula fotoconduttiva al solfuro di cadmio, CdS e la seconda è che la sensibilità può essere controllata tramite il divisore di tensione collegato ai capi dell'alimentazione per l'emettitore. La fotocellula è in parallelo con l'estremità della base 2 del

divisore e fa da shunt quando è illuminata. Il condensatore è usato per minimizzare gli effetti di lampeggio o di rumore.

Passo 1

Coprite la fotocellula in modo che non prenda luce, e misurate la sua resistenza di riposo. A secondo del valore che misurate, potreste aver bisogno oppure no di un resistore shunt ai capi del condensatore per mantenere in riposo il circuito nell'oscurità. Se possibile, scegliete una unità con una resistenza di oscurità vicino a 10 megaohm. Qual è la sua resistenza di oscurità? Misurate anche la sua resistenza in una stanza scura ma con un lampo di luce artificiale che l'illumina da una distanza di circa un metro. (Sotto questa condizione la sua resistenza non dovrebbe essere più di 100.000 Ω). Qual è la sua resistenza sotto questa condizione? Spiegate come vi aspettate che funzioni questo circuito.

Quando l'elemento sensibile alla luce è illuminato, permette di aumentare la tensione ai capi del condensatore, al punto dove sarà eccitato l'UJT. Questo trigger accende l'SCR, che poi attiva qualsiasi altra cosa possiate desiderare attivare. Se la resistenza di oscurità e troppo bassa, potete compensare diminuendo la resistenza dall'emettitore alla massa. Volete avere la tensione all'emettitore sufficientemente sotto il livello trigger (in oscurità media) perchè l'unità non dia "falsi allarmi", e tuttavia, allo stesso tempo, abbastanza sensibile che scatterà ad anormali condizioni di luce.

Passo 2

Cablate il circuito come mostrato nella Fig. 6-21 sulla vostra scheda senza saldature. Usate la fotocellula che avete provato, e regolate il valore della resisten-

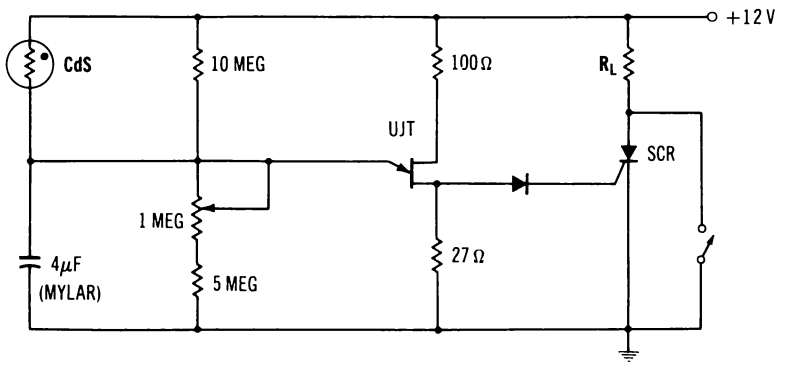


Fig. 6-21. Allarme fotoelettrico. (Adattato ad un circuito GE).

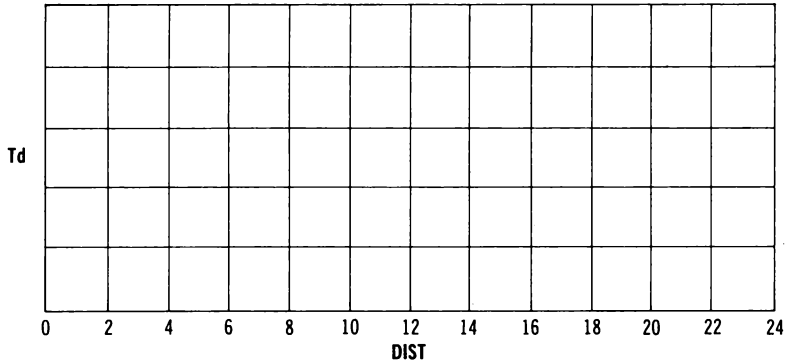


Fig. 6-22. Grafico per l'Esperimento 6, Passo 2.

za per mantenere la tensione nelle condizioni di oscurità e di trigger. (I valori di resistenza dati sono consigliati poichè i vostri dispositivi possono differire da quelli sui quali i valori sono stati determinati). Attivate il circuito in oscurità totale e se è necessario, regolate lo shunt per fornire la richiesta sensibilità di trigger ed il desiderato livello di luce. Una volta fatto questo, un lampo di luce artificiale puntato sulla fotocellula dovrebbe attivare l'unità dopo un breve ritardo. Il ritardo è controllato dalla misura del condensatore. L'unità funzionerà e farà scattare il relè per compiere qualsiasi funzione desideriate. Per le prove, lasciate accendere una luce. Un interruttore a pulsante può essere usato per far scattare il circuito, e un interruttore per disattivarlo. Cablatelo e provatelo. Potete avere una qualche idea della sua sensibilità usando un cronometro per determinare il tempo necessario per eccitare il circuito. Registrate il tempo in funzione della distanza tra il lampo di luce artificiale e il sensore. Riportate una curva di questo sul grafico nella Fig. 6-22 dopo che avete registrato i dati nella Tabella 6-8. (Dist sta per distanza, e Td sta per ritardo di tempo).

Tabella 6-8. Dati per l'Esperimento 6, Passo 2

Dist				
Td				
Dist				
Td				
Dist				
Td				

Passo 3

Variate la grandezza del condensatore di ritardo, e trovate la gamma del ritardo di tempo che può essere incorporato con questa disposizione. Riportate di nuovo le curve di distanza in funzione del ritardo di tempo per varie combinazioni di condensatori, definendo ogni andamento con la conseguente capacità. Registrate i dati nella Tabella 6-9 (Cap significa valore di capacità). Spiegate i risultati.

Tabella 6-9. Dati per l'Esperimento 6, Passo 3

Dist				
Td				
Cap				
Dist				
Td				
Cap				
Dist				
Td				
Cap				
Dist				
Td				
Cap				

Passo 4

Avete bisogno d'installare l'unità in modo che difficilmente sia attivata in condizioni normali, ma in modo tale che sarà attivata da una sorgente inusuale. Come potete farlo?

Potete porre un "paraluce" davanti al sensore in modo tale che sarà prontamente eccitato da una luce inusuale, come un lampo di luce artificiale tenuto a circa il livello della cintura, ma non sarà eccitato da luci più diffuse.

Passo 5

Potete suggerire un modo in cui il circuito possa essere fatto "auto-disarmante" per usi interni? Modificate il circuito per quello scopo, e provatelo. Spiegate i risultati.

Un modo per farlo è di avere un secondo sensore disposto in modo tale che raccoglierà luce di ambiente ordinaria, ma non sia interessato da una sorgente di luce come un lampo di luce artificiale. Questo sensore collegato dall'emettitore al ritorno di base 1, disarmerà il sensore principale a meno che non sia illuminato molto più fortemente da una luce diffusa.

Passo 6

Potete usare questo tipo di disposizione per accendere una luce del garage di notte quando vi avvicinate al garage? Spiegate come potreste farlo, segnando le precauzioni da prendere, e includete i consigli su come potreste disattivare il circuito di giorno.

ESPERIMENTO 7

Switch Controllato al Silicio

Lo switch controllato al silicio (SCS) è forse il dispositivo più versatile nel campo degli speciali dispositivi pnpn. Ha terminali per tutti i quattro strati del dispositivo. È costruito essenzialmente come l'SCR, avendo come risultato lo stesso tipo di caratteristiche di commutazione a valanga.
Dovrete far funzionare un campione di questi dispositivi in ciascuno dei modi differenti per imparare quali sono le loro proprietà e come rispondono.

Passo 1

Provate un dispositivo SCS per il funzionamento come un SCR. Per fare funzionare un SCS come SCR, ignorate semplicemente il morsetto chiamato "gate anodo", e applicate il vostro trigger sul gate catodo. Le proprietà di questo dispositivo si metteranno in parallelo strettamente a quelli di un SCR standard.

Cablate il vosto campione come mostrato nel circuito della Fig. 6-23. Lo switch è usato per fornire la variazione necessaria per ripristinare le condizioni iniziali.

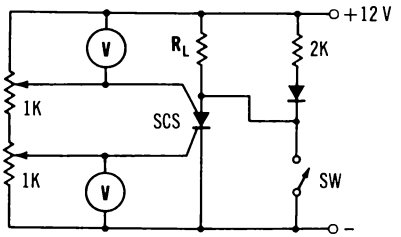


Fig. 6-23. Un circuito fondamentale per la prova di SCS.

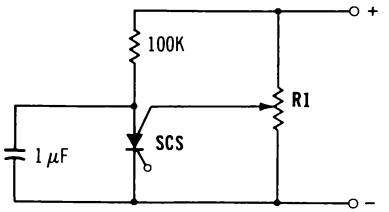


Fig. 6-24. L'SCS come transistore unigiunzione programmabile.

Passo 2

In questa fase, farete funzionare l'SCS come un transistore unigiunzione programmabile (PUT). Un PUT, veramente, è un SCR npnp (invece del normale SCR pnpn), oppure un SCR con un circuito a controllo di trigger collegato al suo gate anodo. Questo circuito di controllo fornisce un divisore di tensione. Quando la carica sul condensatore alza la tensione sull'emettitore pnp sopra la tensione sul gate anodo, scatta proprio come un UJT oppure come un normale SCR. È chiamato UJT programmabile a causa del controllo esterno dell'esatta tensione a cui avrà luogo il triggering. Con il trigger gate ritornato al braccio variabile di un potenziometro come mostrato nella Fig. 6-24, vedete quanto potete variare la tensione di trigger e come è interessato il triggering. Descrivete cosa osservate, e spiegate come funziona il circuito.

Come notato sopra, il controllo è stabilito tra l'anodo e il gate anodo. Quando il gate è negativo rispetto all'anodo, il transistore pnp è polarizzato in senso diretto e può fare da trigger se la polarizzazione è sufficiente. L'uso di un condensatore caricato per generare la tensione di polarizzazione assicura che la corrente dispo-

nibile sarà sufficiente ad eccitare il dispositivo. Allora un colpo momentaneo di corrente scorrerà attraverso il dispositivo, generando l'impulso di tensione nel circuito catodo che è usato per far funzionare qualche altro dispositivo.

Passo 3

Ora, provate il dispositivo come un transistore unigiunzione programmabile invertito. Come potete vedere, questo circuito è essenzialmente lo stesso del circuito nel Passo 2, eccetto che il riferimento positivo è sostituito dal riferimento negativo, ed il dispositivo è rovesciato (l'anodo è nella posizione di catodo precedente, ecc.). Ora viene utilizzato il gate di catodo. Tutti gli SCR standard possono essere usati per questo scopo. Spiegate come funziona il circuito.

La capacità di triggering può differire un po' a seconda se l'SCS è usato come un SCR pnpn oppure come un SCR npnp. In entrambi i casi, comunque, il gate in uso polarizza in senso diretto il transistore di controllo e si ottiene una corrente ad effetto valanga che blocca il dispositivo in una condizione di conduzione fino a quando la corrente cade sotto il livello critico oppure fino a quando è ripristinato il dispositivo.

Passo 4

Avete due gate di controllo con l'SCS. È interessante vedere qual è l'effetto dei segnali trigger che si applicano ad entrambi i gate allo stesso tempo. Provate il circuito che è mostrato nella Fig. 6-25. Con questo circuito, potete variare la fase del segnale di controllo su 180 gradi elettrici ed, invertendo la polarità della tensione applicata all'SCS, potete ottenere 360 gradi di spostamento. Ciò che

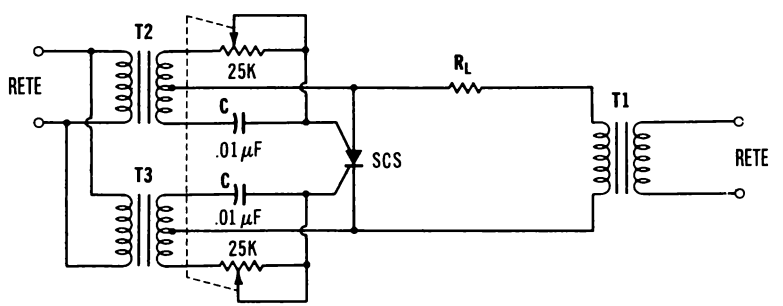


Fig. 6-25. Circuito a doppio controllo per uno switch controllato al silicio.

cercate è il range di controllo. Per prima cosa, assicuratevi che le due uscite degli sfasatori siano 180 gradi fuori fase. Potete usare le figure di Lissajous per determinarlo (sull'oscilloscopio). Usate un potenziometro duale, e ponete l'uscita di un shifter (sfasatore) sull'ingresso orizzontale, e l'altro sull'ingresso verticale. Mentre regolate il potenziometro, la presentazione dovrebbe mostrare una linea diagonale. Questa linea diagonale giacerà su un piano che è localizzato in senso orario da "10:30 a 4:30". Dovreste sapere come reagirà un SCR - con una polarità potete causare un ritardo nell'inizio della conduzione ma non con l'altra. A causa delle due tensioni di controllo, potreste essere in grado di estinguere il flusso di corrente come d'iniziarlo. Provatelo e variate anche l'ampiezza del vostro segnale di controllo.

Passo 5

Il dispositivo SCS è comunemente usato in un circuito come quello mostrato nella Fig. 6-26. Ha il vantaggio che una tensione relativamente alta può essere applicata attraverso un carico al suo gate anodo e tuttavia mantenere una tensione operativa relativamente bassa sul dispositivo. Per questo motivo, è utile con i calcolatori che hanno i visualizzatori a catodo freddo. Installate il circuito, usando una resistenza relativamente alta per il carico di gate anodo oppure usando una lampadina al neon, e fate scattare on e off il circuito. Spiegate come funziona.

Ponendo un impulso diretto sul gate catodo si accende l'SCS, provocando la polarizzazione in senso diretto al gate anodo ed iniziando la conduzione da parte dell'unità a scarica a bagliore. Questo blocca l'unità in conduzione. La corrente può essere annullata o lasciando cadere la tensione di anodo a massa, il cui inverso polarizza il gate anodo oppure applicando un impulso adeguatamente negativo sul gate catodo.

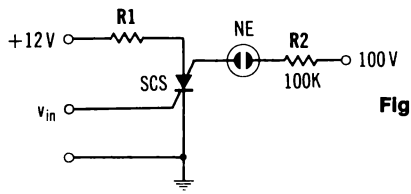


Fig. 6-26. Un circuito pilota SCS al neon.

Gnetile concessione General Electric Co.

ESPERIMENTO 8

Impiego di un Triac per Controllare il Flusso di Potenza

Un *triac* è veramente una coppia di SCR che sono collegati in modo da controllare il flusso di potenza con entrambe le polarità di tensione applicata. Potrebbe essere simulato prendendo un SCR pnpn e mettendolo in parallelo con un SCR npnp in modo tale che i gate possono essere collegati insieme così che un gate può essere triggerato con una tensione di gate positiva, e l'altro gate tramite una tensione di gate negativa. In effetti, l'anodo di un SCR è collegato al catodo dell'altro, e viceversa. La configurazione del circuito è mostrata nella Fig. 6-27.

È particolarmente importante che osserviate la forma d'onda della corrente con questa disposizione. Il miglior modo per fare questo è di usare un "trasformatore di corrente" per permettervi di osservare la forma d'onda senza dovervi preoccupare dell'accoppiamento di massa. Il problema principale è di ottenere un trasformatore di corrente. Fortunatamente in questo caso non vi preoccupate della precisione, perciò potete usare un trasformatore ad avvolgimenti invertiti oppure usare un trasformatore ad avvolgimento duale, oppure potete farne uno. Quest'ultimo è forse l'approccio più facile a migliore.

Passo 1

La cosa principale che avete bisogno di conoscere di ogni trasformatore usato come un trasformatore di corrente, è che dovrebbe essere fatto funzionare tanto più vicino possibile alla condizione di secondario cortocircuitato e permettere l'osservazione del segnale desiderato. Una resistenza secondaria che sia tra una frazione di ohm e alcuni ohm è ciò che viene generalmente richiesto.

Se credete di non avere un trasformatore adatto, ma avete un vecchio trasformatore con un avvolgimento difettoso, ciò può essere realizzato abbastanza facilmente. (Non crediate che sarà adatto per impieghi di precisione poichè il progetto e la costruzione di un trasformatore di corrente di precisione è di per sè

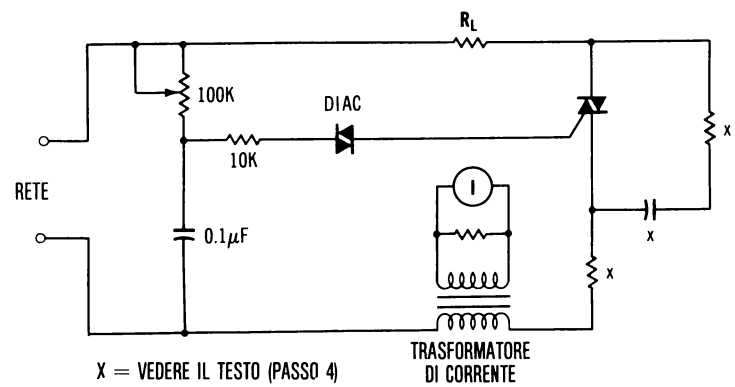


Fig. 6-27. Un circuito tipico a triac.

un'arte). Togliete gli avvolgimenti esistenti e, usando fili ben isolati del n° 20 di diametro, fasciate due avvolgimenti sul nucleo ognuno con almeno 20 giri (spiere). Un filo n° 20 porterà circa 1 ampere; n° 18, 2 ampere; il n° 14, 5 ampere, ecc. Isolate i due avvolgimenti in modo da non avere una dispersione di tensione. Poi, caricate un avvolgimento con la resistenza, e collegate l'altro nella linea come mostrato nel circuito. L'uscita dell'oscilloscopio è presa ai capi della resistenza. Potreste dover variare il numero di spire per adattare la situazione specifica. Se avete qualche filo di altoparlante, (due conduttori in un contenitore di plastica), entrambi gli avvolgimenti possono essere avvolti nello stesso tempo. Il risultato globale sarà un miglior trasformatore. *Notate che le spire secondarie di trasformatori di corrente sono SEMPRE tenute cortocircuitate quando non sono usate per misure.*

Passo 2

Collegate il circuito, includendo il trasformatore di corrente e il suo carico di resistenza molto basso. Collegate un oscilloscopio al carico sul trasformatore di corrente e osservate l'uscita della forma d'onda quando sta passando una corrente. (Qualsiasi tipo di carico di lampadina andrà bene per questa prova - solo, non caricate l'avvolgimento del trasformatore oltre la sua capacità di corrente). Dopo che avete verificato che il trasformatore funziona con l'oscilloscopio, collegatelo nel circuito di prova.

Passo 3

Variate la taratura della resistenza variabile, e fate dei grafici di come è la forma d'onda. Se sono disponibili un amperometro in ca ed un voltmetro in ca convenzionali, troverete interessante osservare le letture su di essi quando variate l'angolo di conduzione. Riportate graficamente il valore misurato della tensione d'uscita in funzione della percentuale di tempo di conduzione del triac. (Ricordatevi che potete provare un triac allo stesso modo che avete provato un SCR. La Fig. 6-23

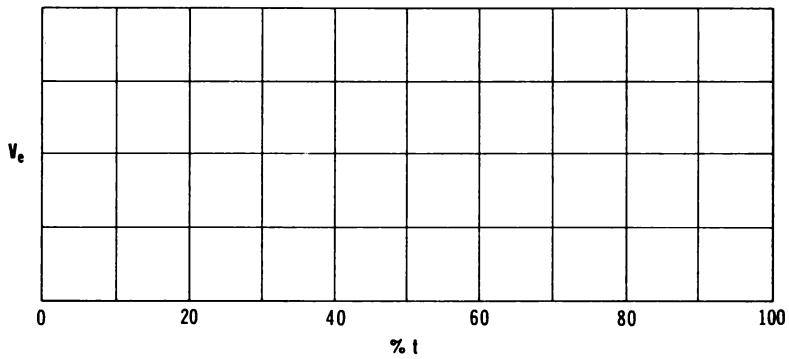


Fig. 6-28. Grafico per l'Esperimento 8, Passo 3.

ha il circuito fondamentale. Eseguite la prova con una polarità, e poi invertite la polarità e ripetete). Registrate le letture dei dati del vostro voltmetro in ca in funzione della percentuale di tempo di conduzione nella Tabella 6-10, e riportate i dati nella Fig. 6-28 dove V_e è la tensione effettiva (oppure la tensione media come indicato da un voltmetro raddrizzatore se non è disponibile niente altro) ed il %t è il rapporto tra il tempo di conduzione ed il periodo totale di un ciclo. Spiegate quello che avete osservato.

Tabella 6-10. Dati per l'Esperimento 8, Passo 3

V_e				
%t				
V_e				
%t				
V_e				
%t				
V_e				
%t				

Se misurate l'area sotto la parte di conduzione del periodo di tensione mentre l'osservate sul vostro oscilloscopio, dovrebbe essere proporzionale alla tensione di uscita quando è misurata da un voltmetro del tipo raddrizzatore. Un misuratore rms darà un valore un po' differente che non coinciderà con i vostri dati. (Misura la media del quatrato della tensione).

Passo 4

Ora, aggiungete gli elementi di resistenza e capacità che sono indicati da una "x" nel circuito della Fig. 6-27. Vorrete osservare quale effetto avrà la presenza o l'assenza di queste parti sulla ricezione del segnale radio e/o televisivo quando il circuito sta operando nelle vicinanze. Sia la "neve" del segnale televisivo che il "rumore" radiofonico dovrebbero essere i problemi più significativi senza gli elementi filtranti. (Notate che dove i margini di tensione sono stretti, la limitazione di segnale induttiva può a volte essere migliore della limitazione di segnale

RC, dal momento in cui gli SCR e i triac sono sensibili ai problemi dV/dt). Notate quello che osservate.

Le induttanze, capacità e resistenze propriamente disposte possono limitare i picchi di tensione che possono essere generati da un'azione di commutazione brusca che avviene con l'unità SCR oppure triac. Poichè le cause primarie dell'interferenza prodotta dall'uomo (man-made) sono i picchi di commutazione brusca, rallentando le oscillazioni transitorie si può ridurre il rumore.

Passo 5

Provate il circuito mostrato in Fig. 6-29. Questo circuito è essenzialmente lo stesso del precedente, ma è formato da componenti discreti. Due diodi trigger (come mostrato) oppure un diac possono essere usati nei circuiti gate.

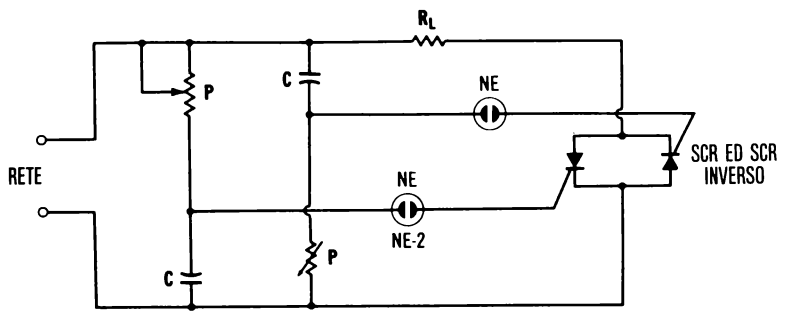


Fig. 6-29. Equivalente SCR di un circuito triac.

Trovate le vie interne del flusso di corrente, e anche le vie interne di controllo così da capire come funziona il circuito. È molto più complicato di quanto è richiesto con un triac, non è vero? Registrate i commenti.

Passo 6

Potete suggerire come potreste usare un trasformatore di corrente (come quello che avete fatto per il Passo 1) per fornire l'interruzione di questo circuito se è

percepito un flusso di corrente eccessivo? (Potete scoprire un modo per fare un trasformatore di corrente che fornisca un impulso di switch che possa mettere a terra la linea o le linee di controllo del gate?).

Per fare questo, usate il trasformatore di corrente, ma tarate il rapporto di spire in modo che la tensione di picco ai capi del carico secondario oltrepassi solo mezzo volt quando la corrente si avvicina al limite di sicurezza. Poi, potete usare un raddrizzatore a ponte per produrre impulsi di uscita ogni mezzo ciclo. Questi impulsi quando si presentano, possono essere amplificati per eccitare un flip-flop che fornirà il segnale di messa a terra. Una coppia di transistori di potenza, un npn ed un pnp, possono essere usati per mettere a terra la linea o le linee di gate, alla base del segnale proveniente da flip-flop. Il dispositivo di sgancio può essere come desiderato, manuale oppure automatico.

ESPERIMENTO 9

Realizzazione di Semplici Generatori di Tensione di Riferimento

A volte, si ha bisogno di avere un generatore di una tensione essenzialmente costante in grado di fornire quantità modeste di corrente. Per esempio, se state costruendo un circuito di misura di resistenza per l'uso con un voltmetro digitale (dvm o dmm), potreste aver bisogno di utilizzare alcune tensioni standardizzate per controllare la funzione di misura di resistenza. Se il vostro dvm ha una sensibilità a fondo scala di 200 millivolt, potreste volere che questo circuito fornisca 5 o 10 volt. Allora potete usare resistenze in serie per limitare la corrente. Potete, poi, misurare la caduta IR ai capi della resistenza di cui state misurando il valore. (Fig. 6-30). Potreste progettare di assorbire correnti che variano da

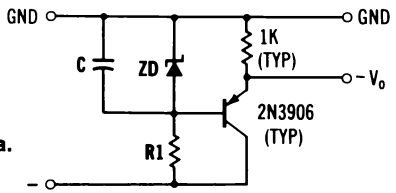


Fig. 6-30. Generatore di tensione per la misura di resistenza.

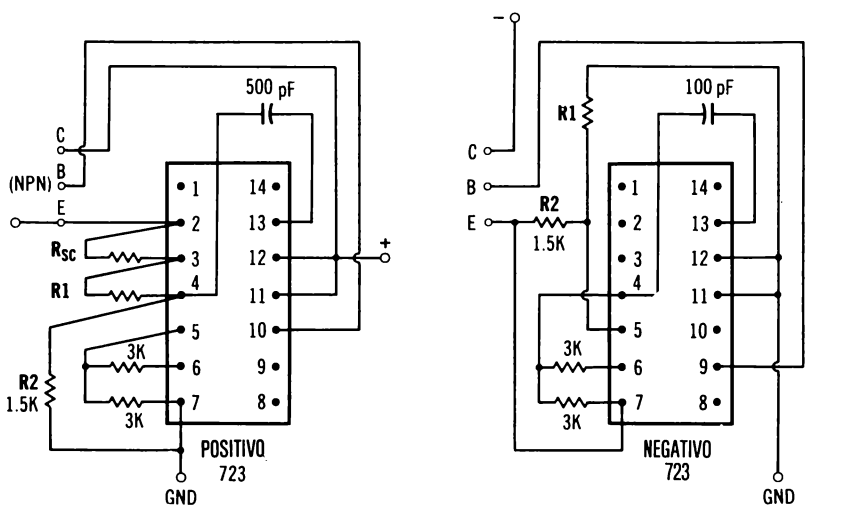
NOTA: QUESTO È L'EQUIVALENTE NEGATIVO DELLA FIG. 6-8.

alcuni nanoampere fino a 5 milliampere attraverso il circuito di misura. Come potete meglio fornire questa corrente con l'adeguata precisione di tensione?

Poichè l'uso di un regolatore a zener semplice dimostrerebbe d'essere inadeguato, l'uso di un diodo di riferimento zener con un inseguitore d'emettitore semplice potrebbe essere l'approccio più diretto. Due delle configurazioni che potrebbero essere usate, incluso un inseguitore d'emettitore, sono mostrate in Fig. 6-31. In ogni passo potete trovare una alternativa differente e valutare le sue proprietà.

Passo 1

Per questo approccio, potete scegliere un solo diodo zener. Deve assorbire abbastanza corrente in modo che quando ha un carico esterno massimo, almeno 1 milliampere di corrente starà ancora scorrendo attraverso esso. (Sotto nessun carico esterno scorrerebbero allora 6 milliampere). Trovate un diodo zener che possa portare 6 milliampere di corrente con 10 volt ai suoi capi, e fatelo funzionare da un'alimentazione elettrica che sia capace di fornire tra 12 e 15 volt. Ponete un carico esterno di circa 5 milliampere in parallelo con esso e misurate la variazione della tensione rispetto al carico zero con il vostro voltmetro differenziale. Scegliete altri valori di corrente, e ripetete il processo. Registrate i dati nella Tabella



NOTA: PER REGOLARE LA CORRENTE, INSERIRE IL VALORE ESATTO DI RESISTENZA TRA V_o E GND ED ISOLATE L'UNITA' DA GND'

NOTA: PER REGOLARE LA CORRENTE, INSERIRE IL VALORE ESATTO DI RESISTENZA TRA V_o E GND ED ISOLATE L'UNITA' DA GND'

Fig. 6-31. Circuiti regolatori della corrente e della tensione.

6-11 e riportate graficamente la relazione della variazione della tensione con la corrente per questa combinazione sul grafico nella Fig. 6-32. Aggiungerete altre curve per altre combinazioni in fasi successive.

Passo 2

Determinate l'impedenza di sorgente effettiva del diodo zener trovando la tensione differenziale che risulta cambiando la corrente di carico da 2 milliampere a 4 milliampere, e dividendo la variazione di tensione per la differenza di corrente. La resistenza interna effettiva del diodo è _____ ohm. (La gamma tipica per

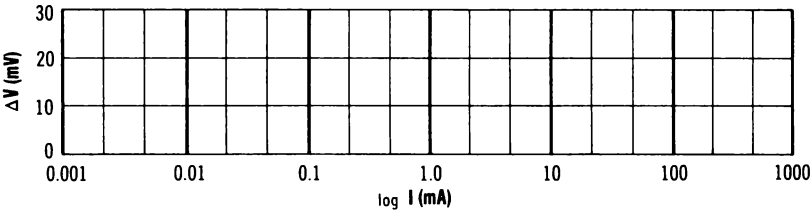


Fig. 6-32. Grafico per l'Esperimento 9.

Tabella 6-11. Dati per l'Esperimento 9, Passo 1

R_L				
V				
I				
ΔV				

i diodi zener da 500 milliwatt è da circa 15 a 50 Ω). Cosa fareste se volevate una resistenza interna effettiva più piccola?

L'impedenza tipica di un diodo zener è misurata a circa un terzo della corrente necessaria per la dissipazione completa. Normalmente, aumenterà un po' mentre la corrente reale è ridotta. Se voi presumete che un'impedenza interna di 20 Ω sia applicata al vostro livello scelto di corrente, la variazione di tensione per 2 milliampere sarebbe almeno di 25 millivolt. Potete ridurla sostanzialmente usando la configurazione ad inseguitore d'emettitore della Fig. 6-30. Potete infatti facilmente ridurla a meno di 10 Ω, e una variazione di tensione tra 10 e 15 millivolt.

Passo 3

Usando la configurazione zener/inseguitore d'emettitore della Fig. 6-8, scegliete un diodo zener avente una taratura tra 7 e 10 volt, e scegliete un valore di R1 per dare 2 mA attraverso R2 e 2 mA attraverso il diodo zener. Poi, installate l'inseguitore di emettitore per dare una corrente nominale di 3 mA, ma disponetelo in modo da poter variare il carico da 2 a 4 mA. Quanta variazione della tensione di uscita vi aspettereste ad ogni livello di corrente? Misuratela e vedete se concorda. Registrate i dati nella Tabella 6-12.

Tabella 6-12. Dati per l'Esperimento 9, Passo 3

I_L				
ΔV_L				
R_s				

Scegliendo un carico di 2 mA e 2 mA nel diodo zener, voi avete fissato condizioni dove la variazione nella corrente assorbita dalla base del transistore npn non varierà la tensione al diodo zener. Per questo motivo, tutta la variazione sarà all'uscita dell'inseguitore d'emettitore. Quale impedenza sembra dimostrare? L'equazione da usare è:

$$R_s = \frac{V_o (1 - K_v)}{I_L} \qquad \text{(Eq. 6-4)}$$

$$= \frac{V_o [1 + (q/kT)\, I_c R_L]^{-1}}{I_c}$$

Usando questa equazione, troverete che la variazione della tensione al carico sarà approssimativamente di 20 millivolt, mentre, si sarebbero trovati circa 40 millivolt con il solo diodo zener.

Passo 4

Quindi introducete un amplificatore operazionale come l'LM741 tra il diodo zener ed il transistore come mostrato nella Fig. 6-9. Ripetete la serie di prove, registrate i dati nella Tabella 6-13, e riportate una curva di variazione della tensione in funzione della corrente sul grafico nella Fig. 6-32 (Passo 1). L'impedenza di sorgente effettiva in questo caso è di _____ Ω.

Tabella 6-13. Dati per l'Esperimento 9, Passo 4

I_L				
R_L				
ΔV_L				
R_s				
I_L				
R_L				
ΔV_L				
R_s				

Quali sono i vostri commenti sui risultati dell'uso dell'amplificatore?

Passo 5

Come potete vedere, avete molte possibilità per installare riferimenti di tensione oppure regolatori di tensione per la sperimentazione per strumentazione. Ora, vi consigliamo d'installare qualche regolatore di tensione IC e regolatori di corrente IC come l'LM309, la serie 340, la serie 320, la serie 7800, e la serie 7900. Dovreste provarli su una gamma più ampia di correnti, da circa il 5% della loro taratura al 100% della loro taratura, solo per vedere quanto regolano bene. Un circuito per provare questi dispositivi è mostrato nella Fig. 6-33. È adatto per i

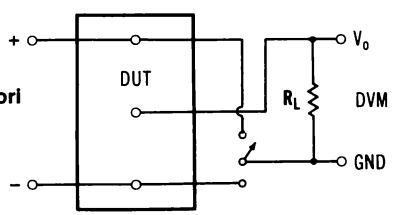


Fig. 6-33. Circuito per la prova dei regolatori degli alimentatori.

regolatori positivi oppure negativi. È particolarmente importante ricordare che l'ingresso positivo e negativo entrano *sempre* sugli stessi punti su questi dispositivi, sia se sono uscite negative o positive. L'uscita è presa dal piedino rimanente al comune, positiva o negativa. Poichè, è sempre meglio usare una tensione di

Tabella 6-14. Dati per il Passo 5

I_L				
R_L				
ΔV_L				
R_s				
I_L				
R_L				
ΔV_L				
R_s				
I_L				
R_L				
ΔV_L				
R_s				

sorgente d'ingresso per questi regolatori così piccola che darà la regolazione affidabile, vorrete provarli a tensioni più alte per vedere come si comportano a livelli di dissipazione più alti. Potete provare il loro interruttore termico (thermal cutout) fornendo del calore esterno, come da un saldatore - ma, attenti a non surriscaldarli. I dati che dovrete registrare per questi dispositivi sono gli stessi che per i regolatori simulati nel Passo 4. Usate la Tabella 6-14.

COSA AVETE IMPARATO?

Avete studiato numerosi dispositivi speciali o circuiti basati sui diodi o sui transistori. Avete costruito circuiti che usano molti di questi dispositivi, ed avete misurato le proprietà di questi circuiti. Ora dovreste essere capaci di applicare uno o l'altro di questi dispositivi, o configurazioni, o usarli in combinazione per problemi che potreste incontrare nel vostro lavoro con i computer, sistemi di controllo, e altri tipi di sistemi elettronici.

CAPITOLO 7

ALCUNI ARGOMENTI SPECIALI

Dal Capitolo 1 al Capitolo 6, abbiamo cercato di fornirvi una "cartina stradale" utile nell'intricato viaggio nel mondo dei semiconduttori. Come potrete notare al solo guardare una delle schede di un qualsiasi sistema elettronico o computer, queste sono gremite sia di transistori che di circuiti integrati con parecchi livelli di complessità. Esiste pure una discreta popolazione di diodi. Il fatto che molti degli IC abbiano una capacità di corrente d'uscita relativamente bassa, (generalmente chiamata capacità di drive), significa che dovete sapere cosa fare per provvedere ad una adeguata interfaccia o ad un appropriato circuito di accoppiamento tra i vari IC così come tra essi e le linee di uscita oppure il carico. Questa è la ragione del fatto che la conoscenza delle proprietà dei transistori e dei diodi, il mattone dei computer, è così importante.

Questo capitolo è stato concepito con in mente un diverso obiettivo. Obiettivo che ha il compito di illustrarvi le caratteristiche di tutta quella strumentazione che più probabilmente vi sarà di aiuto. Userete questa strumentazione per stabilire le proprietà dei vari dispositivi studiati negli esperimenti proposti nei capitoli precedenti. Molti di questi strumenti sono ugualmente preziosi sia nell'elettronica delle comunicazioni che in quella dei computer. Dal momento che molti lettori avranno scelto di studiare questo capitolo prima di affrontare i Capitoli dal 2 al 6, il materiale qui esposto richiede solo un minimo di conoscenza di dispositivi allo stato solido. Per esempio i diodi sono trattati come se fossero interruttori a perdita che si chiudono in presenza di una polarità e si aprono con l'altra polarità di tensione. Nella situazione di chiusura, presentano una perdita in tensione. Per quanto riguarda i transistori, essi verranno trattati, ed usati come semplici amplificatori, con considerazioni relativamente brevi su come tale amplificazione è ottenuta. A causa del fatto che i trasformatori nella circuiteria elettronica sono usati in modo non troppo chiaro, nè il loro uso è spiegato particolarmente bene altrove, cercheremo di chiarire il loro uso quando si interfacciano con gli amplificatori. Questa discussione è importante per chiarire alcuni concetti cosicchè due tipi di dispositivi, transistori e trasformatori, possono essere usati più efficacemente nei circuiti elettronici.

De Rosa, molti anni fa, dimostrò che le relazioni di fase sono importanti nella musica così come lo sono oggi nel campo della strumentazione ed in tecnologie come la televisione. Il risultato fu che le figure di Lissajous e il loro modo di uso sono di estrema importanza. Per esempio in un circuito in cui sia impossibile ricavare la componente capacitiva di una corrente è necessario usare il metodo

delle figure di Lissajous per la misura della corrente stessa in quanto con tal metodo le misure della corrente non è inficiata dalla componente capacitiva, in questo caso non desiderata.

OBIETTIVI

Dopo aver studiato questo capitolo ed aver eseguito gli esperimenti (o costruito le parti della strumentazione progettata), ne saprete molto di più sui diversi tipi di strumenti necessari agli esperimenti qui proposti. Attraverso una migliore comprensione su come costruirli e sulle operazioni da essi eseguite, sarete anche in grado di portare meglio a termine gli esperimenti stessi. Nel lavoro arriverete ad avere confidenza con le seguenti idee ed i seguenti metodi:

1. L'uso di un milliamperometro - voltmetro - ohmmetro analogico o digitale durante il lavoro.
2. Uso comune di resistori.
3. Uso comune dei condensatori.
4. Uso comune di induttanze.
5. Uso comune e proprietà speciali dei trasformatori.
6. Natura e proprietà della corrente alternata.
7. Misure di bilanciamento e misure di relazioni di fase con il metodo delle figure di Lissajous.
8. Una varietà di semplici ma molto efficaci alimentatori.
9. Collaudo degli alimentatori.
10. Come usare un generatore di segnale.
11. Come costruire voltmetri ed amperometri ad altissima sensibilità.
12. Come selezionare condensatori per i filtri di alimentazione.
13. Alcune importanti proprietà dei circuiti accordati.
14. Alcune nozioni fondamentali per l'uso dell'oscilloscopio a raggi catodici.
15. Alcune metodologie per provare il funzionamento dei diodi e dei raddrizzatori.

Sono state incluse alcune note che potrebbero dimostrarsi utili al fine di colmare il divario tra elettronica a componenti discreti ed elettronica integrata.

Ci sono pure talune note sulla scelta di utili tipi di componenti. (Questo soggetto sarà trattato più diffusamente nell'Appendice C).

DEFINIZIONI

Si definiscono adesso alcuni concetti che saranno molto importanti nel prosieguo del testo. Dove sarà utile verrà assegnato un acronimo (parola formata dalle

iniziali o lettere più significative di più parole) il quale è usato comunemente per l'identificazione della parola o dello strumento.

Volt - ohm - milliampero - metro (volt-ohm-milliammeter - vom) — Questo è uno strumento indicatore progettato per la misura delle tre principali grandezze elettriche in un circuito, e cioè tensione (cc/ca), corrente (cc/ca) e resistenza. Generalmente sono strumenti multiscala, dovendo misurare tensioni da 1/10 di volt a 1000 V o più, con correnti che variano da una frazione di milliampere a molti ampere e resistenze da meno di 1 Ω a molti M Ω. Lo strumento usa interruttori multipli ed un misuratore D'Arsonval (dal suo inventore) assieme ad appropriate resistenze, batterie, raddrizzatori ed altri componenti.

Vom digitale (digital volt-ohm-milliammeter - dvm o dmm) — Questo è un vom che sfrutta una complessa circuiteria elettronica per portare alla lettura il valore del parametro in misura sotto forma digitale. È un grande passo avanti nella precisione rispetto ai vom precedentemente descritti a causa soprattutto della loro potenziale sensibilità, precisione e robustezza. Sono articoli standard nelle strumentazioni di collaudo ed usati nei sistemi digitali.

Localizzazione dei guasti (troubleshooting) — È il processo di operazioni da eseguire per trovare e correggere le cause del malfunzionamento di taluni circuiti o del loro irregolare comportamento.

Debugging — Un termine nel gergo elettronico per la localizzazione dei guasti (particolarmente di programmi per computer).

Corrente alternata (alternating current ac - ca) — Un genere di alimentazione elettrica in cui le grandezze della tensione e della corrente variano in modo periodico e ripetitivo. Avrà brevi intervalli di tempo in cui la tensione avrà segno positivo e li chiameremo mezzi cicli, e altri mezzi cicli in cui la tensione sarà negativa. Questi intervalli, detti periodi, sono presenti in modo iterativo.

Alimentatore (power supply) — È una sorgente di energia elettrica per far funzionare i circuiti elettronici. Tale energia può assumere la forma di batteria a celle chimiche o batterie a secco oppure può anche presentarsi come una complessa struttura di componenti elettrici ed elettronici in grado di convertire la ca in cc. La maggior parte dei circuiti elettronici richiede la cc, o corrente continua, per il loro funzionamento. In genere si pretende che l'alimentazione sia capace di provvedere ad una tensione costante con la corrente variabile a seconda dei requisiti circuitali.

Trasformatore (transformer) — È un dispositivo in grado di mutare il livello di tensione disponibile in un circuito a corrente alternata. Provvede di solito pure all'isolamento oltre che traslare il livello di tensione. Spesso l'avvolgimento secondario, l'uscita, ha in centro una presa detta appunto presa centrale.

Trasformatore variabile (variable transformer) — Detto comunemente Variac®, è un trasformatore speciale la cui tensione di uscita può essere variata girando una manopola.

Oscilloscopio (oscilloscope) — È un dispositivo elettronico in grado di tracciare l'andamento di un segnale elettrico grazie alla persistenza di una traccia su uno schermo fluorescente simile del tutto allo schermo tv. È dotato di una elaborata circuiteria per renderlo in grado di espletare molte utili funzioni.

Generatore di segnali (signal generator) — È un dispositivo usato per produrre segnali di prova che verranno richiesti per la misura delle importanti caratteristiche punto-a-punto sia dei dispositivi attivi che dei circuiti che li sfruttano.

Dispositivo attivo (active device) — È tale un dispositivo in grado di riprodurre un segnale applicato generalmente ad un livello di potenza maggiore così come ad un maggior livello di tensione. La potenza fornita è presa da un generatore, di solito detto alimentatore. Nei nostri circuiti l'alimentatore sarà costituito in genere da una batteria o da un convertitore ca/cc ad un livello prefissato di tensione (ad esempio 5 V).

Microamperometro (microammeter) — Amperometro capace di misurare con ragionevole precisione correnti comprese tra 1 μA e 500 μA.

Milliamperometro (milliammeter) — Amperometro capace di misurare con ragionevole precisione correnti tra 1 mA e 500 mA.

Amperometro (ammeter) — Dispositivo capace di misurare correnti superiori a 500 mA con ragionevole precisione.

Voltmetro (voltmeter) — Dispositivo capace di misurare con ragionevole precisione tensioni in un range maggiore di mezzo V.

Millivoltmetro (millivoltmeter) — Voltmetro capace di misurare con ragionevole precisione tensioni tra 1 mV e 500 mV.

Circuito di prova per raddrizzatori (rectifier test circuit) — È una configurazione speciale di componenti progettata per eseguire test su diodi e raddrizzatori per sapere se funzionano correttamente. Un tale circuito è richiesto nel Capitolo 2

Circuito stampato (printed circuit) — È un assemblaggio circuitale costituito da una scheda isolante in cui i fili sono rimpiazzati da tracce di rame solidamente impresse sulla basetta. I componenti sono poi montati (generalmente saldati) sulle tracce in corrispondenza delle posizioni per il corretto funzionamento.

Scheda per circuito stampato (printed-circuit board) — Una piastra isolante in cui è steso almeno uno strato di rame da un lato. Il rame è steso chimicamente sulla piastra in modo da formare piste conduttive necessarie all'assemblaggio dell'intero circuito. I componenti sono poi saldati sulla scheda.

Circuito integrato (integrated circuit IC) — È un contenitore chiuso al cui interno è un chip in cui sono stati integrati parecchi dispositivi elettronici, diodi, transistori, condensatori, resistenze, tutti connessi internamente in modo da espletare alcune funzioni elettriche disponibili ai suoi terminali d'uscita, i pin.

Logica transistore-transistore (transistor-transistor logic TTL) — È una forma di IC che consiste quasi esclusivamente di transistori bipolari e di diodi progettati per ottenere funzioni di commutazione. Questi circuiti hanno di solito uno stato "alto" o stato 1, e uno stato "basso" o stato 0. Molti di questi elementi TTL producono uni da zeri, e zeri da uni. Si possono chiamare circuiti NAND, circuiti NOR, invertitori, ecc.; dove il prefisso "N" sta ad indicare una inversione.

Logica transistore-diodo (diode-transistor logic DTL) — Questa è una forma di IC antesignana della TTL, largamente rimpiazzata da quest'ultima, dal momento che è più affidabile.

Logica transistore-resistore (resistor-transistor logic RTL) — È la meno efficiente forma di logica allo stato solido che sia stata sviluppata, basata sull'uso dei resistori anzichè dei diodi, è ora completamente sostituita dalla TTL.

Logica PMOS (PMOS logic) — Questa logica è basata sulle operazioni espletate dai transistori IGFET a canale P. Dissipa molto meno potenza della logica TTL, ma è molto più lenta e di solito richiede un più alto voltaggio di alimentazione.

Logica NMOS (NMOS logic) — Questa logica è basata sulle operazioni espletate dai transistori IGFET a canale n. Consuma meno potenza della TTL ma è considerevolmente più lenta e di solito richiede un voltaggio più alto della logica PMOS. È più veloce della logica PMOS.

Logica CMOS (CMOS logic) — Questa logica si basa sulla combinazione di transistori FET a canale p e a canale n. È molto più efficiente sia della logica NMOS che della logica PMOS, ed è in pratica ugualmente veloce. Può operare con una più vasta gamma di voltaggi delle altre forme logice ed ha la velocità proporzionale al voltaggio applicato.

UUT (Unit under test) — Un dispositivo o una configurazione circuitale sottoposta ad una speciale struttura circuitale progettata per aiutare a determinare se il dispositivo funziona in accordo a particolari specifiche.

DUT (Device under test) — Altra sigla per la UUT.

Nei prossimi paragrafi, discuteremo più dettagliatamente la natura di molti dei sopraelencati dispositivi e strumenti. In taluni casi, vi sarà necessario assemblare alcuni di questi elementi in insolite configurazioni in modo da poter soddisfare i vostri bisogni. Alcuni sono in commercio, sia come kit che montati. Molti sono di estrema utilità. Così utili da diventare nel vostro laboratorio strumenti inamovibili. Altri si possono rivelare ottimi da avere disponibili per connetterli ad altri strumenti di cui avrete man mano necessità durante la vostra attività nel campo dell'elettronica del computer. Ci rivolgiamo inizialmente ai voltmetri ed agli amperometri, in quanto le misure nel campo dei semiconduttori presentano una problematica così peculiare che pochi dispositivi attualmente disponibili possono essere usati senza timore di apportare, al contempo, gravi effetti sul circuito sotto prova.

Come si è sottolineato ripetutamente, cadute di tensione dell'ordine dei 10 - 20 mV possono comportare mutamenti significativi nelle caratteristiche operative dei dispositivi allo stato solido, come diodi e transistori a giunzione. Come risultato, troverete molto utile poter misurare cadute di tensione anche di soli pochi mV. Spesso queste misure dovranno essere fatte in una situazione di tensione "di modo comune"; cioè con entrambi i morsetti del voltmetro non connessi alla massa del circuito. Inoltre si vede che è necessario talvolta che le misure siano effettuate senza introdurre apprezzabili cadute di potenziale rispetto ai 10 - 20 mV sopra citati. Ciò nonostante pochi strumenti di corrente possono essere usati a fondo scala (dove si ha la migliore efficienza dello strumento per il range in considerazione), con meno di 100 mV ai loro capi. Il milliamperometro più sensibile per la misura di 1 mA di cui l'autore è a conoscenza e che sia in commercio è il Weston Model 301, con una resistenza interna di circa 27 Ω. È inoltre possibile che non sia più disponibile. Comunque, al momento di scrivere queste note, Keithley ha annunciato un voltmetro-amperometro digitale che può misurare con adeguata precisione e accuratezza tensioni inferiori a 1 mV. Il suo uso è per misurare la corrente di un dispositivo a basso carico.

Una strumentazione allo stato solido con amplificatori può essere usata sia con strumenti analogici, come la serie Weston 301, sia con voltmetri digitali per correggere questo problema. Con l'ausilio di strumenti analogici relativamente poco costosi potrete usare un preamplificatore anzichè un più preciso ma molto più costoso voltmetro digitale. (Comunque questi ultimi hanno un potere risolutivo tale che chi si può permettere la spesa, lo troverà molto remunerativo). Come valida alternativa per i meno "abbienti" ad un voltmetro digitale, si suggerisce l'uso di ulteriori microamperometri usati in connessione con un semplice amplificatore. Tale amplificatore può essere ottenuto nella sua configurazione sia da uno schema con l'amplificatore operazionale LM 741 oppure con il suo equivalente LM 4250. È meglio usare uno schema con due amplificatori operazionali così da introdurre un offset che si annulla.

Si consiglia, per le misure di corrente, l'uso di uno shunt e di un amplificatore con uno strumento analogico o digitale avente un'appropriata sensibilità. Una configurazione valida è mostrata in Fig. 7-1. Se state usando un voltmetro digitale con un range minimo di 2 V a fondo scala con meno di 3 1/2 digit, allora avrete bisogno di un amplificatore che guadagni almeno 100 per ottenere un apprezzabile sensibilità. Per misure di corrente dovrete essere in grado di leggere tensioni anche di 2 mV ai capi dello shunt per arrivare ad una precisione dal 5 al 10%.

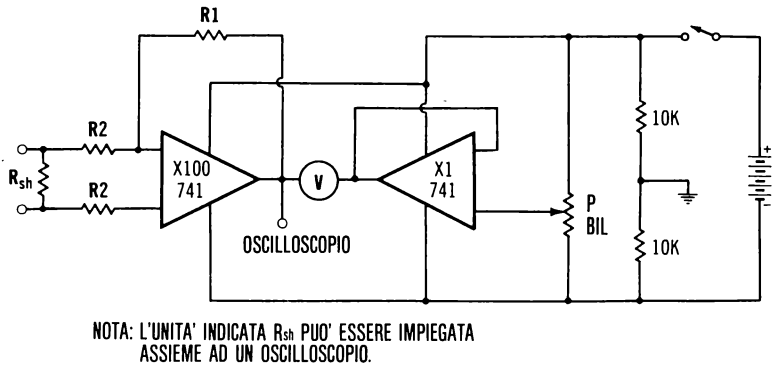


Fig. 7-1. Circuito per misure di corrente.

Ci sarà bisogno di un amplificatore differenziale per misure di cadute di tensione in aggiunta all'alta sensibilità del circuito di misura della corrente. Ancora una volta si potrà usare uno strumento analogico o digitale. Il circuito per questo tipo di misura è in qualche aspetto diverso da quello usato per le misure di corrente in quanto dovrete essere in grado di introdurre una tensione di offset di quasi un volt per creare un punto di zero immaginario e poi essere in grado di osservare le cadute di tensione in quel punto. Il potenziometro di aggiustamento è adattato per tale introduzione di tensione di offset e nello stesso tempo per ottenere la precisione richiesta. Il circuito amplificatore per il voltmetro è mostrato in Fig. 7-2.

Gli amplificatori per le due sezioni di tale strumento devono avere diverso guadagno. Con il circuito di misura di corrente, il range di tensione è circa 1/10 di quello per il circuito di misura della tensione. Gli strumenti analogici tipici, come sopra notato, richiedono circa 100 mV per una deflessione a fondo scala mentre invece i più comuni voltmetri digitali hanno un fondo scala di $\pm$ 200 mV o $\pm$ 2 V. Dal momento che userete diodi al silicio per il "clamping" (livellamento) sarà bene espandere l'effettiva sensibilità di tensione a fondo scala ad almeno 200 mV e possibilmente anche a 400 mV.

Non c'è bisogno di sapere gli esatti valori delle tensioni che il voltmetro legge rispetto al riferimento e gli esatti valori delle correnti, ma dovete, invece conoscere i rapporti delle correnti con ragionevole precisione, e così pure sempre con buona

precisione, le variazioni di tensione. Fondamentalmente, i due circuiti degli amplificatori per strumentazione che sono illustrati sono simili, per quanto concerne l'uso, ad un amplificatore operazionale come amplificatore di tensione a carico molto basso con guadagno stabilizzato, per il fatto che usano un secondo operazionale per il riferimento dello strumento stesso e, nel caso del voltmetro, come tensione di riferimento per l'amplificatore. In ciascun caso, la massa di riferimento è posta nel punto centrale di una batteria per transistori a 9 V. Con

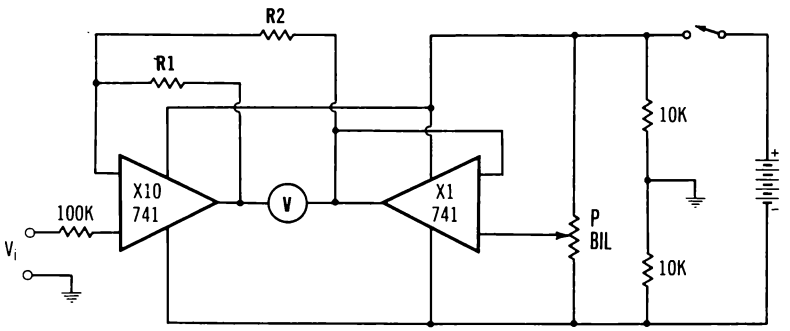


Fig. 7-2. Circuito per le misure di tensione.

ciascun amplificatore dello strumento, quando usato con strumenti analogici, la resistenza in serie è aggiustata per ottenere la corretta calibrazione. Con voltmetri digitali, è necessario aggiustare il guadagno al valore richiesto con precisione, in quanto la resistenza d'ingresso del voltmetro è troppo alta per essere adattata con un resistore in serie. (Si può usare un divisore di tensione, se riesce più semplice che il troncamento del guadagno.)

Il range di aggiustamento per i potenziometri di riferimento dei due strumenti è critico. Con il circuito per misurare la corrente, ± 100 mV dovrebbero essere adeguati, in quanto tutto quello che dovreste preoccuparvi di correggere è lo zero dell'offset del vostro amplificatore principale. (Si assume qui che lo strumento venga usato in una posizione a "ritorno di emettitore", ed il potenziometro usato per correggere lo zero dell'offset).

Se volete, potete usare il circuito standard di bilanciamento dello zero sull'amplificatore operazionale e ridurre il range di tensione di tale controllo a circa 10 mV su entrambi i lati dello zero. Con il circuito del voltmetro, d'altra parte, c'è bisogno di un range da circa −1 V a circa +1 V, così potrete porre il vostro zero effettivo in qualsiasi punto desideriate. Con i transistori al silicio questo dovrà essere tra 0,5 e 0,6 V, positivi o negativi, a seconda che si abbia un transistore npn o un pnp. È opportuno che gli strumenti analogici siano provvisti, per queste funzioni, di interruttori di inversione di polarità in quanto, in tal caso, le scale sono disposte con più efficacia. L'uso di uno strumento per centrare lo zero

porterà a scale troppo fitte per la lettura a meno che lo strumento abbia un diametro di almeno 3" (7,62 cm).

Il progetto di un circuito shunt per il circuito di misura della corrente è piuttosto critico, se userete un voltmetro digitale o uno strumento analogico per leggere la caduta di tensione sullo shunt. La ragione è che si deve mantenere un minimo di resistenza nel circuito di misura. Contemporaneamente il circuito deve essere

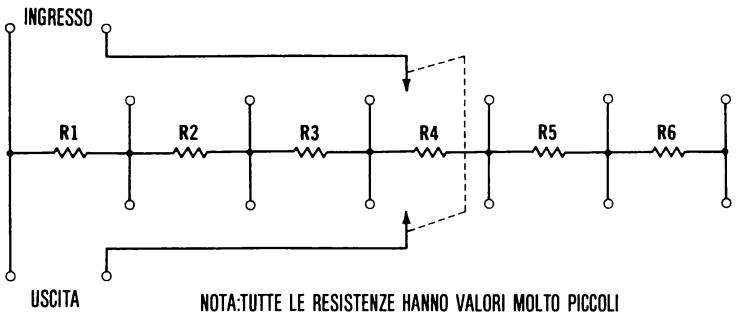


Fig. 7-3. Configurazione di un circuito shunt per misure di corrente.

predisposto in modo da darvi una misura a quattro morsetti. Ciò significa che non deve esserci alcuna corrente circuitale che fluisce attraverso i contatti d'interruttore che si innesta sullo strumento. D'altra parte la resistenza di contatto vi introdurrà una tensione variabile direttamente nel circuito di misura. Un possibile circuito per tutto ciò è mostrato in Fig. 7-3. Come potete notare la corrente da misurare scorre attraverso un interruttore e il suo contatto, alla resistenza di shunt, ed il contatto d'interruttore opposto conduce solo la corrente richiesta dal circuito di misura stesso. Ciò non elimina la possibilità di generazione di un potenziale di contatto, ma riduce notevolmente la causa principale. La connessione di ritorno è una connessione saldata. Allo scopo un interruttore a 2 sezioni e 6 posizioni è ideale.

OSCILLOSCOPI A RAGGI CATODICI

Uno dei più importanti strumenti disponibili per gli esperimenti e le attività di sviluppo è l'oscilloscopio a raggi catodici. Quando riterrete importante vedere cosa stia facendo il vostro circuito, avrete bisogno di questo strumento versatile, in quanto molte condizioni di segnale insolite sono difficili se non impossibili da diagnosticare senza. Di solito gli oscilloscopi sono usati per l'esame di forme d'onda e per la misura grossolana di tensioni e frequenze. Si possono usare pure come voltmetri a sensibilità di fase, e per la stima della qualità di una forma

d'onda. In breve un oscilloscopio è tra gli strumenti più utili che si possa avere.

L'oscilloscopio richiesto deve essere in grado di amplificare segnali dalla continua a circa 5 MHz con buona uniformità e dovrebbe avere un range di sensibilità da circa 20 mV a circa 100 V. Se pensate di svolgere un grosso lavoro digitale, la frequenza limite superiore dovrebbe essere di almeno 25 MHz, ma, per molto del lavoro a quella frequenza, il vostro oscilloscopio non ha bisogno di essere più sensibile di 100 - 200 mV per cm. di deflessione. La sweep orizzontale, che dovrebbe essere simile alla sweep del ricevitore TV, posto ad una velocità uniforme da sinistra a destra, deve avere un tempo di persistenza di traccia di almeno il 10% del periodo totale di sweep. È preferibile una sweep pilotata anzichè libera per un tal genere di applicazione. (La sweep pilotata deve essere comandata da qualche componente del segnale, mentre quella libera parte da sola sebbene possa essere sincronizzata con l'ingresso del segnale).

Se la misura delle relazioni di fase è importante ci sarà bisogno di un oscilloscopio con amplificatori orizzontali e verticali identici. Fino a che lavorate in bassa frequenza, comunque, può anche non interessare molto. Sopra i 1000 Hz e fino a 10000 Hz, può comunque divenire importante. Quando usate l'oscilloscopio per misure di corrente, assicuratevi di usare l'amplificatore con la maggior sensibilità (di solito la verticale) per le correnti dal momento che *dovete* tenere la caduta del segnale di tensione sotto i 5 mV in totale. Altrimenti le caratteristiche del dispositivo in prova cambieranno al momento dell'introduzione dell'oscilloscopio.

ALIMENTATORI

Avrete bisogno di parecchi tipi di alimentatori per il vostro lavoro. Dal momento che lavorerete con unità che richiedono tensioni positive alla loro uscita, come transistori npn e FET a canale n, e pure con unità che richiedono tensioni negative come transistori pnp e FET a canale p, saranno richieste sia tensioni regolate positive che negative. In aggiunta, ci sarà bisogno di tensioni positive o negative o di entrambe per l'elettrodo di controllo d'ingresso nei dispositivi. Alcuni circuiti speciali, come il circuito preamplificatore di corrente o di tensione, possono lavorare con batterie da 9 V. Dove è possibile ciò è fortemente raccomandato. (Fin tanto che l'unità è controllata con un interruttore a pulsante e la stessa non rimane continuamente in funzione, la vita delle batterie dovrebbe essere lunga).

Un alimentatore a polarità duale troverà largo uso in molti esempi. Quando costruirete un circuito sperimentale basato sugli operazionali, otterrete un alimentatore ideale. Troverete che gli operazionali sono in genere elencati tra gli elementi utili per operare a $\pm$ 15 V. Comunque, a meno che al suo interno ci siano diodi zener ad alto voltaggio, l'operazionale può essere usato per tensioni significativamente più basse. L'operazionale LM 4250, per esempio, funziona con due batterie a secco da 1,5 V e può funzionare per anni in quel modo.

Molte applicazioni degli alimentatori, in realtà non richiederanno tensioni

controllate, ma, a causa dell'indisponibilità di regolatori poco costosi, conviene molto di più usarli anzichè no. Con esse non dovrete preoccuparvi dell'impedenza d'alimentatore e l'ondulazione della ca dovrebbe essere virtualmente zero. Per una buona regolazione dovrete comunque conoscere quanto il generatore di tensione eccede l'uscita di tensione del regolatore, e pertanto siate certi di superare tale valore di almeno un volt. Questo è il motivo per cui prove di regolazione sono incluse in questo capitolo.

Con la maggior parte degli alimentatori e particolarmente con quelli che usano un regolatore, è essenziale che una adatta capacità sia posizionata ai capi dell'uscita del raddrizzatore così che la tensione d'ingresso al regolatore non cada sotto il valore minimo di tensione richiesto dal regolatore. Altrimenti ci saranno discontinuità e cadute nella tensione regolata fornita ai circuiti, ed i circuiti possono funzionare male. Forse sarete costretti a installare una piccola resistenza in serie all'ingresso del raddrizzatore per limitare la corrente di picco attraverso esso, in quanto la corrente fluisce ad impulsi brevissimi in questi tipi di alimentatori. (Potrete forse avere qualche problema per reperire un resistore ad alto consumo che abbia un valore di resistenza così piccolo da espletare quello che gli si richiede).

Come esempio, supponete che la tensione di picco di un raddrizzatore sia 8 V e che la tensione minima richiesta per l'uso di un regolatore (a 5 V) sia di 7 V. Se la corrente richiesta è 1A, la minima capacità richiesta al fine di limitare la caduta di tensione ad 1V, è determinata dalla equazione:

$$\Delta Q = I\Delta t = C\Delta E \qquad \text{(Eq. 7-1)}$$

Se l'incremento Δt è preso uguale ad un mezzo ciclo a 60 Hz, ossia 0,008 sec., il valore di ΔQ è di 0,008 coulomb, ed il valore richiesto della capacità è 8000 μF più o meno. Questo vi dà un indice di quanto sia critica la capacità a monte del regolatore e quanto debba essere adeguata.

Si possono comprare alimentatori a costo relativamente basso. Alcuni si trovano sotto forma di kit componibili, altri già come strumenti finiti. Per diversi alimentatori sono disponibili diverse schede circuitali oppure costruibili direttamente sia sotto forma di chassis che si scheda per circuito stampato. Sarà sicuramente istruttivo cercare di costruire alcuni alimentatori facendo uso di numerosi di questi metodi, in modo da ottenere una certa familiarità.

GENERATORI DI FORME D'ONDA (SEGNALE)

Ci sarà bisogno di un oscillatore a vasto range per le prove sui transistori, così come sulla circuiteria già discussa nei precedenti capitoli. Sono disponibili in kit parecchi generatori di segnale, alcuni in forma completa; altri comprendono un set completo di schede circuitali e la maggior parte dei componenti accessori.

L'unità più facilmente reperibile è probabilmente lo Heath IG-5282. È usato con alimentatore supplementare. Il kit Model 2206 KB, prodotto dalla EXAR Corp. è soddisfacente se siete in grado di eseguire la calibrazione. Imparare a calibrare una tale unità è molto istruttivo, sebbene possa richiedere molta pazienza: una volta imparato infatti a fare tale calibrazione, avrete a vostra disposizione, un modo eccellente di calibrare molti altri apparati. Entrambe le unità sopra citate generano onde sinusoidali, onde quadre, onde triangolari in un range di frequenza da pochi cicli ad oltre i 100000 Hz.

ALTRI STRUMENTI UTILI

La maggior parte delle operazioni nell'elettronica digitale dipendono in qualche modo o da una sorgente di segnale del tipo descritto sopra, o da una sorgente di segnale controllata al quarzo. Ci sono molte ditte che hanno immesso in commercio sorgenti a 60 Hz controllate al quarzo basate sui quarzi di riferimento della tv a colori che lavorano approssimativamente a 3,58 MHz. I kit (a circa 5 $) forniscono sia 60 Hz che la frequenza base di colore alle uscite. Il segnale ad alta frequenza può richiedere un buffer per poterlo usare quando l'unità viene caricata parecchio dal vostro circuito selezionato. (Un circuito ad inseguitore d'emettitore tipo 2N2222 con circa 10 Ω nel circuito di emettitore dovrebbe andar bene). Queste unità lavorano con tensioni tra i 5 e i 15 V, ed il chip si basa sulla tecnologia MOS. Dopo aver studiato i Capitoli 3 e 4 dovreste essere in grado di costruire un circuito buffer senza difficoltà.

Se preferite, per assemblare un oscillatore al quarzo basato su un cristallo di una certa frequenza decimale invece che la frequenza del colore, potete usare qualsiasi tipo di inverter, gate NAND, gate NOR, usando sia la logica TTL che la IIL (e possibilmente alcune unità CMOS). Un possibile circuito basato su invertitori TTL è mostrato in Fig. 7-4. Si suggerisce di usare un IC invertitore sestuplo tipo 74LS04 che contiene 6 invertitori, dal momento che potete usare 2 invertitori per l'oscillatore, usarne uno o due per i buffer e, se volete, potete utilizzare altri

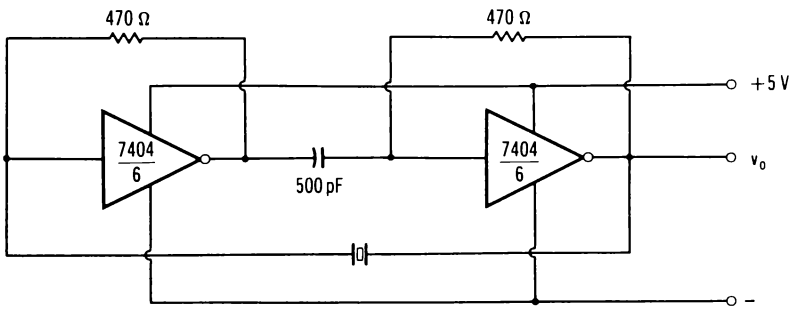


Fig. 7-4. Oscillatori a cristallo impieganti invertitori basati su logica TTL.

due per vedere se potete costruire un clock (orologio) a due fasi. La principale ragione per cui l'autore preferisce usare gli invertitori anziché circuiti più complessi, per la costruzione di questi oscillatori, è che non si estrae il segnale dal

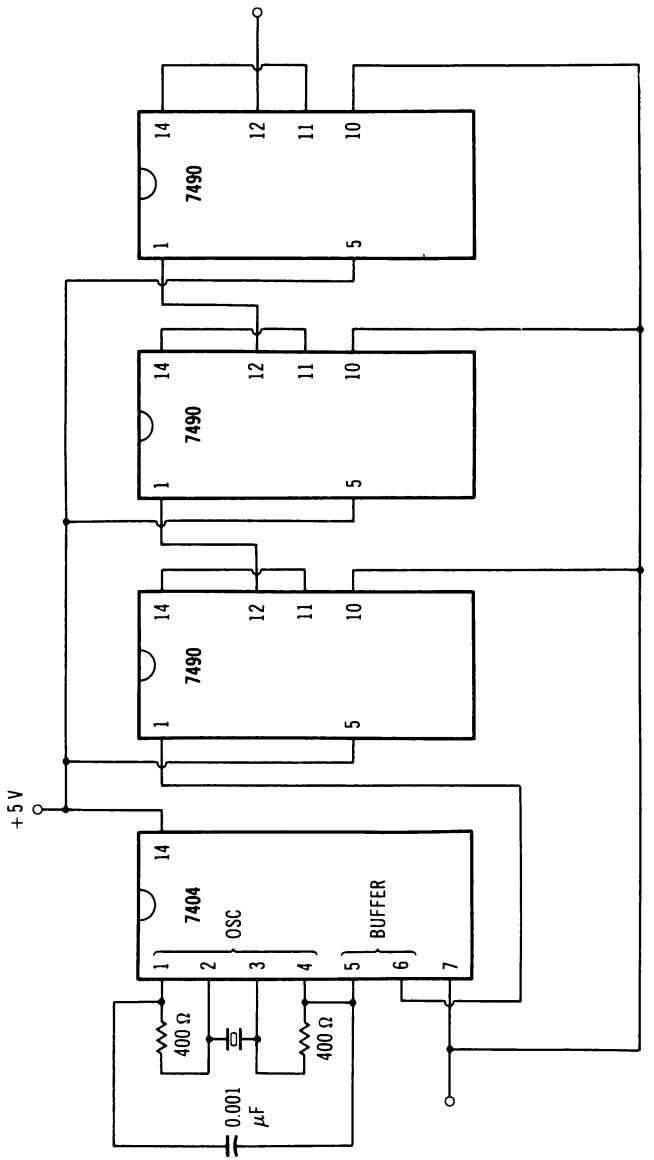


Fig. 7-5. Una catena di divisori di frequenza controllati da cristallo.

quarzo con la messa in parallelo di almeno due ingressi, in quanto tale carico può facilmente causare problemi. Per tale ragione, avete un più vasto range di opzioni nell'uso degli invertitori. Persino se il circuito è progettato per usare un solo ingresso, potreste penalizzarvi in qualche modo, rispetto all'uso di invertitori.

Ad ogni modo non sarete obbligati ad usare invertitori per un oscillatore. Sia un NAND quadruplo che un NOR quadruplo possono essere usati allo stesso modo dell'invertitore sestuplo. Coi NAND entrambi gli ingressi sono in parallelo o uno è sempre alto. Coi NOR, entrambi gli ingressi sono in parallelo o uno può essere tenuto basso o messo a massa. Se cercate di usare il gate vicino alla sua frequenza più alta, avrete miglior fortuna se escluderete un ingresso, piuttosto che metterli entrambi in parallelo. In quel modo ridurrete il carico.

La resistenza che accoppia l'uscita con l'ingresso per invertitori ad elemento singolo, polarizza l'unità nella sua regione attiva o di alta corrente. Dovreste scegliere un valore ottimale per la resistenza al fine del miglior sfruttamento del quarzo. Dovrete provare valori tra 330 Ω e 470 Ω come inizio, ma il valore migliore può variare da 3 volte a 1 volta sopra o sotto tali valori. Un invertitore CMOS con uso di dispositivi FET richiederebbe resistenze molto più alte. Troverete utile costruire una di tali unità. Una frequenza base di 100 KHz ÷ 10 MHz si dovrebbe dimostrare ottimale.

Sarebbe molto d'aiuto avere una serie di divisori di frequenza a valle dell'oscillatore al quarzo. Se farete ciò in modo appropriato, riuscirete ad ottenere una serie di frequenze dal vostro cristallo, tutti utili sottomultipli della frequenza del cristallo stesso. L'autore predilige a questo scopo una decade di divisori 7490 e ha parecchie catene di questa decadi che riescono a dividere fino ad un milione. Un oscillatore al cristallo basato sul 74LS04 può pilotare questi chip, quantunque un buffer, tra oscillatore e divisore, sia preferibile. Un possibile circuito è riportato in Fig. 7-5.

LA NATURA DEI DISPOSITIVI ATTIVI

Un dispositivo attivo può assumere parecchie forme. Il primo dispositivo attivo mai costruito è stato il tubo elettronico detto triodo. Il primo di questi fu fatto da Lee De Forest nei primi anni del ventesimo secolo. All'inizio degli anni venti il Dr. Albert Hull introdusse la griglia di schermo entro la struttura del tubo, così i tubi e i dispositivi elettronici incominciavano a muovere i primi passi. Il Dr. Julian Aceves dimostrò come i tubi possono funzionare con corrente alternata con successo, e poco dopo la struttura tipo-catodo (usando un filamento all'interno di un tubo rivestito di un materiale capace di emettere elettroni) fu congegnata in modo da assicurare il funzionamento in ca per radio ricevitori e trasmettitori. Proprio alla fine del secondo conflitto mondiale, il Dr. Shockley ed i suoi collaboratori inventarono il transistor a punta di contatto. Questo fu seguito dall'invenzione del transistore bipolare e di quello a effetto di campo. Queste invenzioni resero possibile la progettazione del primo calcolatore tascabile.

Tutti questi dispositivi che voi probabilmente userete largamente, hanno due porte o due punti di accesso. Uno di questi è noto come porta d'ingresso o di controllo, e l'altra è nota come porta d'uscita. C'è un solo tipo noto, fino a questo momento, di dispositivo attivo a *una porta*, che sia in grado di amplificare. Questi sono dispositivi che hanno un modesto range di tensione e di corrente, e mostrano la decrescenza del valore di una variabile all'aumentare dell'altra. Questi sono dispositivi noti col nome di *immettenze negative* (immettenza è un nome comprensivo di impedenza e ammettenza, è un termine standard nella terminologia circuitale). Il diodo tunnel e certi tipi di tubi a scarica di gas sono probabilmente gli esempi più noti di questi dispositivi, sebbene anche il diodo trigger abbia tale proprietà. Per ragioni tecniche tutti questi dispositivi sono poco importanti nella maggior parte delle branche dell'elettronica che incontrerete.

Teoricamente ci sono almeno quattro generi di dispositivi attivi a due porte, basati sul tipo di variabile che provvede al controllo dell'uscita, e sul tipo di variabile controllata. Questa condizione è basata sull'esistenza di due tipi base di variabili, precisamente le *variabili ai capi* e le *variabili di flusso*. Le variabili ai capi sono quelle che hanno valori che mutano lungo un percorso, come tensioni e pressioni. Variabili di flusso sono quelle che specificano un moto risultante, o un flusso. Tensioni, forze, pressioni e persino altezze sono variabili ai capi e il moto (flusso) di corrente è una variabile di flusso.

Laddove, teoricamente ciascun tipo di variabile può costituire l'ingresso, o il controllo, si può dimostrare che tutti i dispositivi allo stato solido, attivi a due porte, oggi conosciuti, sono composti da dispositivi che hanno la funzione di controllo eseguita da una variabile "ai capi" con l'azione di controllo che ha effetto su una variabile di flusso. Cio è prontamente riconosciuto da un esame delle equazioni di base di Ebers-Moll che controllano il funzionamento del transistore e pure, dell'equazione del diodo. In ciascun caso le variabili indipendenti nelle equazioni sono tensioni di giunzione, e le variabili dipendenti sono flussi di corrente. Queste equazioni di base sono esaminate nell'Appendice A.

ALCUNE CONSIDERAZIONI PRATICHE

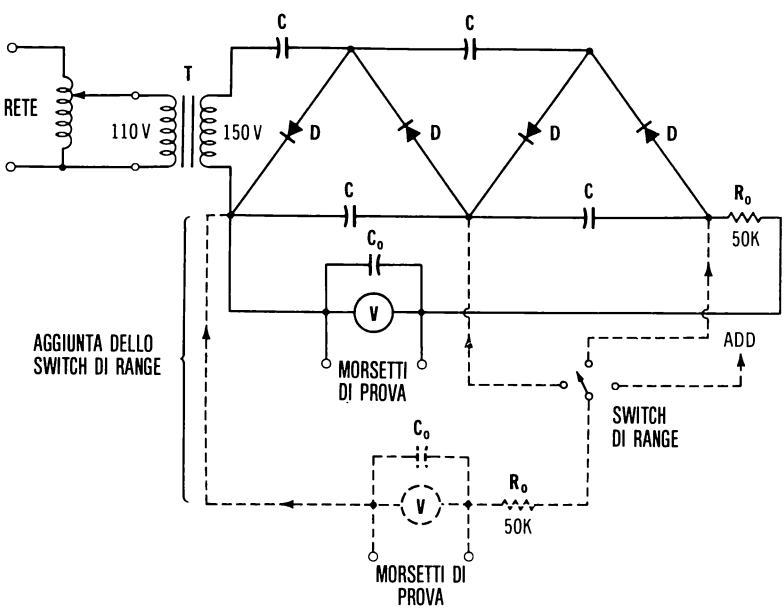
Uno dei problemi che tutti devono prima o poi affrontare davanti al materiale elettronico è quello di isolare il componente buono da quello difettoso. Pertanto, in ciascun capitolo di questo libro sono brevemente discussi metodi che possono essere impiegati per provare una grande varietà di tipici componenti. Dove risulterà pratico, il lettore, a piacere, sarà invitato a costruire semplici apparecchiature di prova su scheda. Dove esistono buone probabilità che uno strumento di prova sia necessario frequentemente potrebbe convenirvi assemblarne uno basandovi sui circuiti descritti. (Dal momento che le necessità di ciascun lettore sono diverse, molti possono altresì assemblare provvisoriamente il tester e usarlo per un certo periodo di tempo prima di costruirlo definitivamente. Molti degli

strumenti che l'autore ha descritto hanno subìto parecchi stadi di costruzione).

Quando viene ricordato che i transistori bipolari possono essere usati come diodi, ci si rende ben conto che occorre sapere provare elementi a diodi in qualche modo. Inoltre, si deve essere capaci di valutare le proprietà dei fratelli maggiori dei diodi, i raddrizzatori, usati negli alimentatori. C'è bisogno di saperne molto di più su questi ultimi diodi di quanto è noto sui diodi che in genere chiamiamo diodi per segnali. Pertanto abbiamo anche discusso una tecnica per la prova individuale dei raddrizzatori e rettificatori a ponte che sono adatti all'uso per alimentatori.

Collaudo dei raddrizzatori

Come notato sopra, i raddrizzatori di potenza funzionano come interruttori: conducono quando la tensione è maggiore di uno specificato valore in una direzione, ma si interdicono (fino ad una tensione massima) quando è applicata



NOTA:
I CONDENSATORI C SONO DA 0,05 μF OPPURE 0,1 μF E 600V.
TRASFORMATORE T DA 110 A 150 V NOMINALI.
CONDENSATORE C_0 = 0,01 A 0,05 μF, 3000V.

Fig. 7-6. Un circuito di prova per alimentatore con raddrizzatore a scala.

una polarità inversa. Quello che è importante, è che questi rettificatori lascino passare corrente con una perdita di tensione minima in una direzione e la blocchino del tutto, ad un adeguato livello di tensione, nell'altra. Chiaramente, un tester per questi dispositivi fornisce una tensione variabile, con un elemento limitatore di corrente, cosicchè le caratteristiche nella direzione inversa possano essere valutate efficacemente. In genere la direzione di conduzione non dà molti problemi, a meno che la resistenza interna del rettificatore non sia molto alta). Se la corrente è correttamente limitata, la tensione salirà fino a che il raddrizzatore non raggiunge la sua tensione limite. In quel punto il raddrizzatore inizierà ad assorbire corrente, e qualsiasi ulteriore incremento nel generatore di tensione non comporterà alcun aumento di caduta di potenziale di uscita ai capi del dispositivo. Si dice allora che si è raggiunta la massima tensione inversa, *Peak Reverse Voltage*, prv oppure anche *Peak Inverse Voltage*, piv. Se il raddrizzatore è potenzialmente difettoso, spesso cortocircuiterà quando la prv è raggiunta ma più spesso ancora brucerà.

Tale test al limite di tensione è più facile da farsi con un'alimentatore a raddrizzatore a scala come quello mostrato nella Fig. 7-6. Il trasformatore rappresentato con una freccia è un trasformatore variabile, come il Variac®. La tensione è portata a zero all'inizio, ed il raddrizzatore è posto ai capi delle sonde del tester. Il voltmetro ai capi del diodo serve per osservare come la tensione sale. Con un buon raddrizzatore, in una direzione la caduta di potenziale ai capi del dispositivo dovrebbe essere meno di un volt, ma nell'altra direzione la tensione aumenterà come il Variac®, lentamente, viene manovrato per aumentare la tensione di prova. Se il raddrizzatore presenta meno di un volt ai suoi capi in una direzione ma sopporta in realtà 250 V con la polarità inversa, allora si può concludere che la prv per il raddrizzatore è almeno 200 V, uno dei livelli standard per una prv. Se la tensione va al massimo su un range, allora il Variac® può essere riportato a zero e il commutatore di range girato su una posizione di più alta tensione e la prova va ripetuta. Questo tester potrà provare raddrizzatori che hanno livelli di prv fino a 1000 V circa. Si può spostare tale limite più in alto, se si desidera. ATTENZIONE! — c'è un *pericolo* autentico presente quando usate questo alimentatore!

Occorre menzionare i diodi zener a questo punto, dato che il loro uso negli alimentatori è frequente. Ad un certo punto agiscono come dei raddrizzatori in quanto essi hanno una condizione di conduzione e una condizione di interdizione, fino ad un certo livello di tensione progettato. Al valore di riferimento della tensione di inversione, i diodi zener commutano rapidamente dalla intedizione alla conduzione e mantengono il valore di tensione di riferimento entro tolleranze anche piccole. Per tensioni applicate che eccedono la prv di progetto, essi si comportano come una sorgente di tensione quasi perfetta. Quando sono connessi in serie con una resistenza possono essere usati per fornire una ben selezionata tensione di riferimento. Possono essere provati con un tester per raddrizzatori e mostreranno il valore desiderato della prv per la quale sono stati progettati. Quando la tensione applicata scende sotto al valore critico, essi di nuovo smet-

tono di condurre. Un raddrizzatore ordinario in genere diviene un punto di perdita molto più lentamente di quanto osservato con un diodo zener. Può andare sia in corto circuito che aprirsi anzichè mantenere il livello di tensione fissato.

Le prove sui diodi per segnali vengono portate a termine in egual maniera, ma a correnti e tensioni più basse. Inoltre viene usato un circuito inteso a determinare più piccoli valori di corrente di perdita. Tale procedimento è stato discusso in dettaglio nei Capitoli 2 e 3 dato che è essenzialmente lo stesso procedimento usato con i transistori. Forse preferirete usare con essi un tester per transistori.

Natura dei circuiti stampati

Un circuito stampato è formato da componenti da montare, sia attivi che passivi, su una speciale scheda isolata su cui piccole piste per la corrente (fatte di striscioline di rame), sono state deposte o impresse chimicamente. La basetta è di solito costituita da un sottile strato di rame depositato su una tavoletta di materiale isolante. In seguito il rame viene chimicamente attaccato tranne che in corrispondenza delle piste. I materiali per la basetta sono in genere la bachelite o laminato di fibra di vetro, e lo spessore del rame è di 0,001 "÷ 0,002" (circa 0,025 ÷ 0,051 mm). La basetta stessa può avere uno spessore tra 0,02 "e 0,06" (circa 0,51 - 1,52 mm). Il circuito voluto viene impresso sul rame sia in maniera fotografica, con l'inchiostro, sia con altri mezzi, quali ad esempio il processo serigrafico a maschere. La scheda viene poi trattata per mostrare soltanto le piste di conduzione desiderate per fili e punti di connessione desiderati sui quali i componenti fisici vengono poi montati e saldati. Tale scheda con o senza i dispositivi fisici montati, viene denominata comunemente scheda pc (printed circuit: circuito stampato). La scheda può avere un circuito stampato su un solo lato, ma, con una circuiteria molto complicata come quella necessaria per i calcolatori e i microprocessori, ci può essere un circuito su entrambi i lati, oppure persino parecchi strati di circuiti stampati. Per alcune specifiche occorre trapanare piccoli fori attraverso la basetta, alcuni dei quali saranno poi resi conduttori ricoprendo la loro superficie interna di rame per connettere entrambi i lati, con una enorme varietà di casi.

Vi accorgerete ben presto che lavorare con le schede pc è molto più facile che dover montare manualmente un circuito complesso ed inoltre è molto più affidabile fin tanto che il circuito è corretto. Prima il circuito viene provato con fili saldati per accertarsi della correttezza della progettazione prima di sottoporre il tutto all'azione dell'acido in quanto errori a quel livello sono difficili da correggere.

Circuiti per computer e per sistemi di controllo basati su elementi con integrazione circuitale richiedono pure elementi discreti e circuiti integrati montati sulla scheda. I circuiti integrati stessi sono poi un insieme di diodi, transistori, bipolari o IGFET, resistenze e piccolissime capacità. In genere richiedono almeno alcuni diodi e transistori esterni per assicurare un funzionamento corretto. Le resistenze

richieste sono talvolta montate su prese del tipo IC e talvolta montate separatamente, mentre in genere le capacità sono montate come componenti discreti.

C'è una varietà di configurazioni di circuiti integrati che dovete conoscere bene e che potrete usare in altri lavori editi in volumi di questa serie. A seconda della loro complessità nelle funzioni che espletano si suddividono in:

1. SSI Small Scale Integration: Integrazione su piccola scala,
2. MSI Medium Scale Integration: Integrazione su media scala,
3. LSI Large Scale Integration: Integrazione su larga scala,
4. VLSI Very Large Scale Integration: Integrazione scala molto larga.

Al momento di scrivere queste note, si costruiscono memorie con 64 k o più locazioni di memoria. Sono allo studio altre memorie con oltre 256 k di memoria. Dal momento che si richiedono ulteriori circuiti pilota, questi saranno chiamati dispositivi del tipo VLSI.

Si è visto che meno contatti e connessioni esposte all'aria, particolarmente ai bassi voltaggi che la elettronica digitale richiede, ci sono, meno problemi che investono la circuiteria stessa. Inoltre il tutto è meno costoso. Il circuito sarà molto più affidabile se si lavorerà ad una tensione più bassa possibile ed i problemi di interconnessione saranno risolti più facilmente. Sfortunatamente, i contatti a basso voltaggio esposti in aria possono creare gravi problemi; si trova per esempio che una batteria costituita da quattro celle singole tipo AA si esaurisce molto più velocemente di un corrispondente set interconnesso. Il problema è di mantenere un effettivo contatto ai terminali. A volte si usa l'espediente di ungere i contatti di vaselina, ma non sempre funziona. Come risultato, a questi bassi voltaggi appare desiderabile un completo incapsulamento delle connessioni assieme ad una buona saldatura, almeno quando possibile.

Si è parlato di UUT o di DUT piuttosto regolarmente nel corso del libro; la ragione di questo è che dobbiamo sapere esattamente quello che i nostri dispositivi sono in grado di fare, se vogliamo sapere come funzionano in circuiti più complessi. In altre parole dobbiamo conoscere abbastanza di essi da riconoscere quando un gruppo logicamente connesso di essi funziona correttamente. Dobbiamo essere in grado di giudicare anche solo grossolanamente dove mettere le mani in caso di problemi. Anche i tecnici più abili si trovano in difficoltà in casi particolari ma dobbiamo essere capaci di minimizzare tali tipi di incidenti. Almeno dobbiamo sapere quando cercare aiuto e quando non è il caso. Si spera di avervi dato, lungo il corso, una comprensione sufficientemente approfondita su come funzionano i circuiti, così da potervi fare un'idea precisa.

COMPONENTI NECESSARI

Le definizioni vi avranno dato dei suggerimenti sui dispositivi e sugli strumenti che vi dovrete aspettare di incontrare nel leggere il libro. Dato che molti apparec-

chi, che abbiamo solo sfiorato, saranno per voi di uso continuo, sarà bene cominciare a collezionare un piccolo stock di tali strumenti in preparazione delle future attività. Quando riuscirete ad entrare in possesso facilmente della maggior parte del materiale che discuteremo, dovreste trovarvi in ottima posizione per condurre gli esperimenti riportati nel libro.

Uno degli accessori più utili per qualsiasi tipo di laboratorio personale è la presa di tensione da tavolo di lavoro. Con una o due schede e gli strumenti presi in considerazione precedentemente, scoprirete che la costruzione si semplifica enormemente. Dovrete cercare di rendere questi accessori più utili possibili. Un suggerimento volante per la presa di corrente è di montare quest'ultima sul coperchio di una scatola di plastica. Poi fate le connessioni coi fili dell'alimentazione attraverso un set di supporti fissanti di diversi colori. Potrete essere fortunati a trovare un'intera varietà di colori differenti invece dei soliti rosso e nero, almeno cinque paiono i colori che occorrono: due per il positivo, uno per la massa e due per il negativo. In aggiunta possono essere utili alcuni supporti per i circuiti di segnalazione. Poi, quando avrete deciso cosa installare sul vostro banco di lavoro, vi sarà tutto più facile.

Esiste un'area nel campo dei resistori fissi che ha provocato un'infinità di problemi. Allorchè si sta montando un circuito limitatore di corrente o uno shunt a sensibilità di corrente occorrono valori di resistenza da 1/100 di ohm a 1 Ω. Nella maggior parte dei casi vanno bene frazioni di Watt, ma occasionalmente vanno bene 1 W o 2 W. L'autore ha rilevato l'impossibilità di localizzare resistenze in questi range sia nelle resistenze ordinarie che nei tipi di precisione.

I potenziometri sono un altro problema. Una volta era facile trovare i valori desiderati, ma ora non più. Almeno non più quei valori che si era soliti montare su un pannello. Dovrete aggirare il problema e cercare di ottenere i valori da altri. Il problema principale può esser il "caricare" quando dovrete accettare un'unità ad alta resistenza, più alta di quella che volete. Talvolta può essere per voi vitale l'uso di un inseguitore d'emettitore a transistore. Tecnica usata negli alimentatori di tensione quando ci sono due tensioni variabili). Dovrete persarci bene, in ogni applicazione, prima di decidere se la corrente sarà assorbita dalla presa variabile o se solo la resistenza è importante. Così potrete decidere se usare un valore di resistenza diverso da quello originariamente stabilito può generare gravi inconvenienti.

Avrete bisogno di molti condensatori, di solito a valori fissi. I tre principali tipi di condensatori che userete sono i tipi elettrolitici a grande capacità per filtraggi e accumuli, quelli ceramici con piccoli valori per accoppiamenti e per la soppressione di brevi impulsi ed i tipi a mica o a ceramica con valori piccolissimi per regolazioni fini di sintonia e di accoppiamento. I tipi elettrolitici variano da 10 μF a possibilmente migliaia di μF ed i tipi a ceramica vanno da 100 pF a 0,5 μF. I tipi a mica variano da pochi pF a circa 5000 pF.

Le dimensioni dei condensatori elettrolitici richieste nelle applicazioni dovranno essere determinate con l'uso dell'Equazione 7-1. Negli alimentatori i

condensatori con valori da 500 μF a decine di migliaia di μF possono essere normalmente impiegati a seconda del valore della corrente richiesta. Ad ogni modo il vostro condensatore più importante a ceramica nelle applicazioni digitali avrà una capacità di 0,1 o 0,22 μF. Tali condensatori sono usati diffusamente con la logica TTL per assorbire i transitori di commutazione. Si usa la stessa equazione per determinare il loro valore.

I trasformatori sono un articolo importante nella strumentazione di un esperimentatore e sono ugualmente importanti per chiunque intenda studiare l'elettronica, sia in laboratorio che a casa. Le diverse dimensioni dei trasformatori che dovreste tenere sotto mano non sono molto grandi, in realtà, ma dovrebbero essere disponibili in un certo numero di livelli di tensione. Una cosa molto importante da ricordare è che un trasformatore scelto per una certa applicazione dovrebbe avere abbastanza tensione in condizioni avverse, da permettere un'affidabile alimentazioni. In questo caso, le condizioni avverse sono di solito i livelli di tensione di linea più bassi possibili. Come esempio, un trasformatore a 6 V nominali con un grande condensatore (a valle di un rettificatore a ponte) normalmente renderà tensione sufficiente a provvedere soddisfacentemente, a un regolatore a 5 V. Comunque può non essere soddisfacente con condizioni più esigenti; un trasformatore a 7,5 V andrà meglio. I valori di tensione che l'autore desidera tenere nelle sue disponibilità di strumentazione, includono i seguenti. (Ciascun trasformatore ha una presa centrale nel secondario).

110/220 V a 6,3 V CT (presa centrale)
110/220 V a 15/18 V CT
110/220 V a 12,6 V CT
110/220 V a 24,0 V CT

In ogni caso la tensione al primario dovrebbe essere selezionata per uniformarsi alla tensione di alimentazione che avete disponibili. L'uso dei trasformatori a 15/18 V a CT (center tap - presa centrale), è ottimo per alimentari ad alta corrente a +5 V. In tutti i casi è meglio usare il voltaggio più basso in tutte le parti del circuito che assicurano un funzionamento corretto ed affidabile (Talvolta vedrete scritto "se il circuito dà in uscita più di "X" Watt o "X" Volt dovete riaggiustarlo". Ciò significa quasi certamente che il circuito così com'è, è in qualche modo instabile). Tutto questo, naturalmente significa che i trasformatori a più basso voltaggio sono di solito i più importanti.

Le induttanze o, come sono di solito chiamate le "bobine" sono troppo specializzate per poter dire qualche cosa di esse. L'autore non crede che esistano dissertazioni adeguate circa le induttanze e il loro uso corretto.

TARATURA DEGLI OSCILLATORI

Se sceglieste di costruire un oscillatore da un kit o a partire da una scheda e dai componenti, avrete un problema di taratura. Tempo fa era estremamente difficile

calibrarlo nella banda di frequenza 5 kHz - 500 kHz, ma oggi non più. La taratura a bassa frequenza, attorno ai 60 Hz, è facile se disponete di un alimentatore come quelli in commercio che sono precisi fino al decimo di ciclo per le frequenze. Questa precisione è la massima che vi dovete aspettare dalla tenuta di una taratura.

La taratura è relativamente semplice oggigiorno, particolarmente disponendo di frequenze standard di tipo digitale basate su quarzi oscillanti a 1, 2, 4, 5, o 10 MHz con chip TTL e divisori di frequenza. Questi strumenti di solito usano come oscillatori il 7400 IC o il 7404 IC ed il 7490 come divisore di frequenza. Potete usare i circuiti base delle Figg. 7-4 e 7-5 per assemblare una catena di oscillatori e divisori di frequenza. Potete ottenere frequenze bassissime come i 10 cicli o meno. Poi usate le figure di Lissajous per il resto.

Cosa sono le figure di Lissajous? In un esperimento nell'Appendice D scoprirete che potete ottenere tutta una serie di rette, ellissi, cerchi e figure molto complesse sul vostro oscilloscopio solo variando la posizione di un resistore variabile. Questi tracciati formano le figure di Lissajous. Quando applicate due segnali sinusoidali al vostro oscilloscopio con uno che va al sistema di deflessione orizzontale e l'altro al sistema analogo verticale, la figura che ne ricavate è una figura di Lissajous.

Quando le frequenze sono le stesse, e la fase di una è variata rispetto all'altra, potrete arrivare passando attraverso una linea curva, ellissi, cerchi, fino ad una linea retta; tutto ciò in funzione dello sfasamento. Quando le frequenze sui due assi differiscono , avrete figure molto intricate. Riuscirete persino a isolare frequenze che sono multipli complessi di ciascuna attraverso l'uso di tali figure. Se mettete una frequenza sull'asse verticale che è il doppio della frequenza sull'asse orizzontale, avrete un sistema rotante di figure attorno all'asse verticale come variate la fase relativa dei due segnali. Lo stesso accadrà in modo continuo se una frequenza è appena più del doppio dell'altra. Il rapporto delle due frequenze può essere determinato dalla figura sullo schermo contando il numero di archi che appaiono ruotare lungo uno dei limiti della figura e dividendo tale numero per il numero di attraversamenti nella figura che sembrano ruotare nello stesso modo + 1, ma che stanno fissi rispetto alla figura stessa. Se tarate vicino ai 60 Hz, potreste desiderare di usare un effetto di periodicità in modo da localizzare le frequenze 120, 180, 240 Hz, ecc. sopra i 60 Hz; 30, 20, 15, 12, 10 Hz sotto i 60 Hz. Comunque risulta difficile contare i cerchi sopra i 1000 Hz.

In alta frequenza, vi sarà ancora comodo l'uso delle figure di Lissajous, ma qui dovreste usare la vostra catena di oscillatori e divisori. Con il circuito cablato come in Fig. 7-5 (con un contatore per 10 in più e due interruttori), potrete ottenere conti alla rovescia nella forma di 10, 5 e 2 ad ogni contatore per 10. Un commutatore a manopola selezionerà la divisione per 2, 5 o 10. (Un commutatore doppio servirà soltanto quando dividete per 2 e per 5 da questo contatore ausiliario). Il divisore per 5 è sfortunatamente asimmetrico. L'uscita del contatore sarà una forma d'onda squadrata cosicchè la vostra figura di Lissajous sarà

diversa da quella mostrata con le sinusoidi, ma dal momento che calibrate punti specifici selezionati al contatore, tutto ciò non dovrebbe essere importante. (Se avete dubbi, un filtro RC passa basso, costituito da una resistenza serie ad una capacità in parallelo, fornirà il segnale sinusoidale dalla vostra forma d'onda quadra in modo da rassicurarvi che abbiate la giusta combinazione di frequenze. La figura non sarà perfetta, ma assomiglierà molto di più a ciò che avete visto prima). Questo processo di taratura è in realtà molto divertente fino a che avete tali facilitazioni e disposizioni per tale lavoro, e in più imparerete.

Con un oscillatore in kit quale l'EXAR Model 2206KB dovrete ottenere un potenziometro audio per la vostra resistenza variabile. Per avere la scala uniforme in ottave, la resistenza dovrebbe eseguire una legge della forma:

$$R = k \exp(a\theta) \qquad \text{(Eq. 7-2)}$$

dove,

θ è la posizione angolare del potenziometro.

Il potenziometro audio è un approccio vicino a tale distribuzione di scala, ma si dovrebbe usare una resistenza in serie di circa 1% del valore massimo per limitare il valore minimo, o la massima frequenza. Sul pannello frontale si dovrebbero usare i due terminali in senso orario.

VARIE

Avrete bisogno di un saldatore speciale se avete intenzione di lavorare con transistori FET o con IC, dal momento che alcuni di essi sono delicati. Se avete poche saldature da fare basterà un saldatore a batterie al NiCad. Andrà bene generalmente un saldatore a basso wattaggio come quello tipo Unger, ma per molte applicazioni è meglio un saldatore a basso voltaggio o un'unità a batteria con trasformatore. Molti dispositivi IGFET sono poco protetti e si dovrebbe disconnettere persino un'unità a batteria prima di usarne alcuni. *Non usate un saldatore ad alto wattaggio!*

È meglio spendere ancora alcune parole sugli alimentatori utili nella costituzione di circuiti per l'analisi dei transistori, dal momento che dovreste essere interessati alle loro proprietà fondamentali con pochissimo surplus. Avrete bisogno di sorgenti di tensione e corrente, e, mentre abitualmente avranno la stessa polarità non sarà sempre così. Perciò è stata ideata una sorgente che in uscita dà le seguenti combinazioni di tensioni tutte allo stesso tempo e da un solo trasformatore:

+ 12 V rispetto a massa
+ 5 V rispetto a massa
+ V variabile rispetto a massa
− 12 V rispetto a massa
− 5 V rispetto a massa
− V variabile rispetto a massa

Troverete utilissimo questo strumento! L'alimentazione a 12 V è usata normalmente per fornire la corrente di base attraverso un resistore limitatore, e le tensioni variabili verranno usate per le tensioni di collettore. Le tensioni a 5 V servono per generare tensioni variabili e sono in uscita solo per convenienza. Sono altresì utili per il collaudo (testing) di dispositivi FET. Per altre informazioni vedere l'Appendice B.

In una configurazione ad emettitore comune, entrambe le polarità sono uguali, mentre in base comune le alimentazioni d'emettitore e di collettore avranno polarità opposte. L'alimentazione a 12 V va meglio per fornire la corrente di base, mentre quella a 5 V è più adatta per fornire la corrente di emettitore nella configurazione a base comune. Troverete ampi esempi dell'uso di queste alimentazioni.

Quando provate un transistore FET è utile usare un potenziometro connesso ai capi dei terminali ± 12 V per fornire la polarizzazione statica sul gate. Può risultare utile mettere resistenze limitatrici su entrambi i lati del potenziometro per aumentare la sensibilità del controllo, ma comunque entrambe le alimentazioni si dimostreranno utili in moltissimi casi.

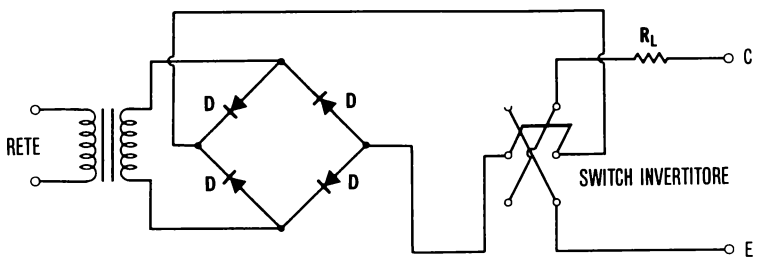


Fig. 7-7. Un circuito sweep tester per l'impiego con i transistori.

Talvolta il miglior approccio consiste nel raccogliere dati punto per punto, altre volte è utile lo *sweep out* (spazzare) dei dati. È pratica comune fornire lo swept dei dati sia per transistori bipolari che per i FET, ed è utile essere capaci di simulare ciò che può fare un tester sul vostro oscilloscopio. Un'alimentatore sweept ideale consiste di un trasformatore, un raddrizzatore a ponte, un interruttore a inversione di polarità, una resistenza di carico regolabile. In aggiunta, è utile introdurre un controllo di polarità, corrente o tensione. Questo controllo deve essere introdotto su comando di un pulsante a interruttore. La Fig. 7-7 presenta una configurazione di alimentatore che si può dimostrare utile allo scopo, dato che i controlli sonc raggruppati in un'unica unità.

ESPERIMENTO 1

Collaudo di un Trasformatore

In questo esperimento, l'obiettivo è mostrare la variazione di tensione d'uscita con il carico, la forma d'onda d'uscita con una resistenza di carico, e con un carico raddrizzatore (a semi-onda e ad onda intera), l'effetto di una capacità sull'uscita del raddrizzatore (con e senza carico) ed un confronto di queste caratteristiche con raddrizzatori a semionda ed onda intera e raddrizzatori a ponte. Cfr. Figg. 7-8 7-13.

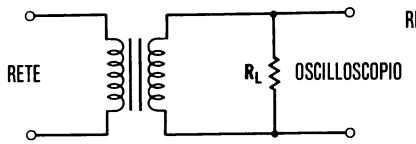


Fig. 7-8. Circuito per un trasformatore caricato con una resistenza.

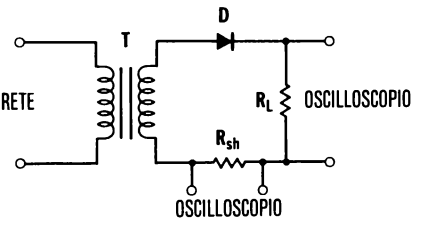


Fig. 7-9. Circuito che impiega un trasformatore con un raddrizzatore a semionda ed un

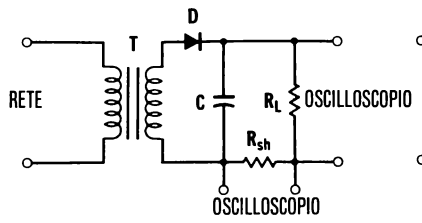


Fig. 7-10. Circuito con un raddrizzatore, un filtro ed un carico collegati al trasformatore.

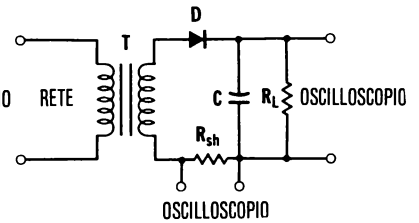


Fig. 7-11. Altra versione del circuito mostrato in Fig. 7-10.

Passo 1

Si raccomanda di usare un trasformatore che sia in grado di fornire 6 o 12 V nominali. Si dovrebbe avere una capacità di corrente non superiore a 1 A. Un buon carico di prova è un gruppo di transistori in grado di assorbire ognuno circa 0,2 A dal trasformatore. (Si suggerisce di usare una resistenza di 33 ohm /1 W per 6 V, con due resistori in serie per 12 V. Se ne metteranno in parallelo parecchi per correnti maggiori). Le forme d'onda di tensione e le uscite di tensione del trasformatore possono essere misurate col vostro vom ed il vostro oscilloscopio ad ogni livello di corrente, cioè 0,2, 0,4, 0,6, 0,8, ed 1,0 A. Fate un grafico della forma d'onda per tutte le condizioni in cui la forma d'onda sembra degradata, ed

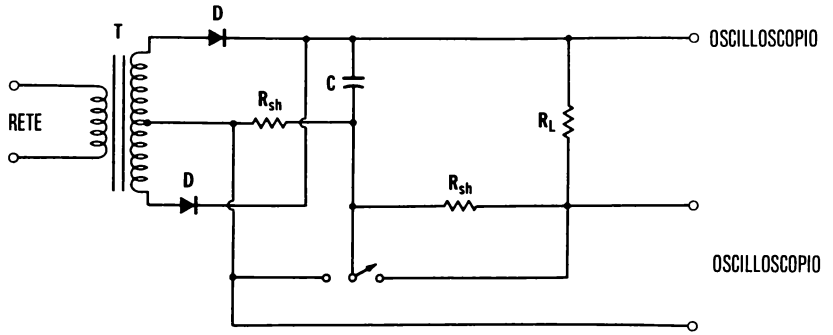


Fig. 7-12. Circuito con trasformatore collegato ad un raddrizzatore ad onda interna.

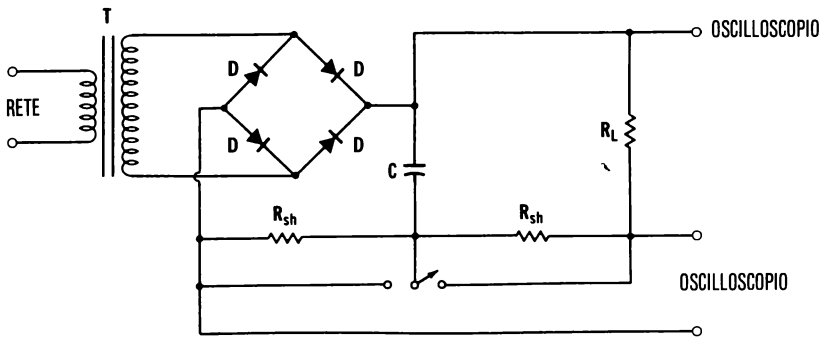


Fig. 7-13. Circuito con raddrizzatore a ponte collegato al trastormatore.

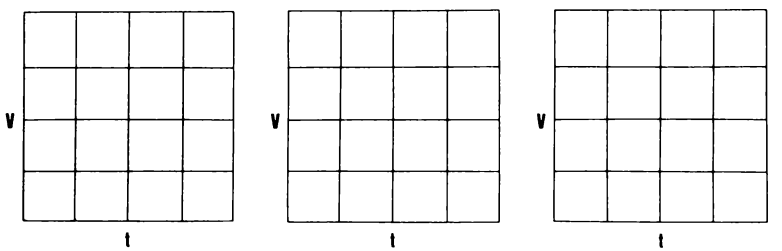


Fig. 7-14. Grafici per l'Esperimento 1, Passo 1.

includete un'onda sinusoidale tipica per fare i confronti sui grafici mostrati in Fig. 7-14. Notate le condizioni in cui appare la degradazione e cercate di spiegare perchè.

La forma d'onda probabilmente sarà peggiore quando il trasformatore non sarà caricato. Ciò perchè le correnti di magnetizzazione tendono a degradarla a causa dell'isteresi. Con modesti carichi la degradazione scompare. Con carichi troppo grandi il trasformatore degraderà l'onda nel modo peggiore a causa della saturazione.

Passo 2

Quando avrete finito il vostro test in condizioni di carico resistivo, dovrete ripetere il test usando un solo raddrizzatore a semionda ed il suo carico. Prima senza usare una capacità in uscita ai capi del carico e poi con tale capacità. Le due configurazioni sono mostrate nelle Figg. 7-10 e 7-11. Noterete che è stata aggiunta una piccola resistenza in serie con l'uscita per aiutare il flusso di corrente di prova dal trasformatore, sia prima che dopo l'apparizione della capacità. Le resistenze di prova dovrebbero essere appena una franzione di ohm e nella posizione di Fig. 7.10, oppure quella di Fig. 7-11, ma non in entrambe. In ogni caso la capacità deve essere almeno 330 μF, ma può essere anche 2200 μF o più. (Troverete utile ed interessante provare diverse misure in questo range).

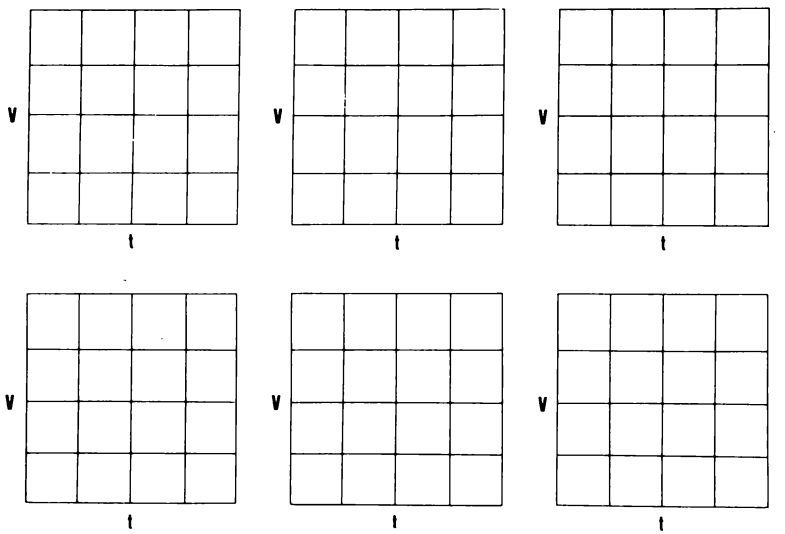


Fig. 7-15. Grafici per l'Esperimento 1, Passo 2.

Dovreste tener traccia delle forme d'onda di tensione e di corrente e cercare di spiegare il perchè appaiono in quel modo. Le forme d'onda di tensione di interesse sono (1) all'uscita del trasformatore, (2) all'uscita del raddrizzatore e senza la capacità. Le forme d'onda di corrente sono prese nel circuito di ritorno del trasformatore ed in presenza della capacità, sia prima che dopo di essa. Tracciate

figure, o fate fotografie se preferite, di tutte le forme d'onda (Usate i grafici di Fig. 7.15) poi spiegate i risultati.

Passo 3

Dovrete rispondere alle seguenti domande mentre svolgete il Passo 2.

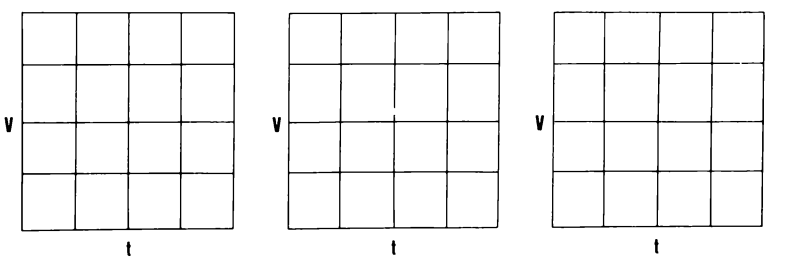
1. Qual è la polarità dell'uscita in cc e qual è la polarità segnata sul raddrizzatore?

2. La forma d'onda del trasformatore si è degradata sotto qualche condizione? Se sì, segnatela sul grafico e spiegatene la ragione

3. Spiegate le caratteristiche osservate delle correnti di misura per ciascuna connessione. Quali sono i mutamenti più significativi che risultano dall'installare il filtro capacitivo ai capi dell'uscita? Spiegate.

4. Avrete bisogno di confrontare questi risultati con quelli che osserverete più avanti per i rettificatori a ponte ed a semionda, pertanto prendete nota con diligenza.

5. Tracciate le forme d'onda in modo da mostrare le caratteristiche significative del sistema raddrizzatore e spiegate ciò che avete imparato. (I grafici dell'Esperimento 2 verranno aggiunti sul vostro grafico più avanti).



(A) Forme d'onda per i rettificatori ad onda intera e semionda, senza filtro.

(B) Forme d'onda per il rettificatore a semionda, con filtro.

(C) Forme d'onda per i rettificatori ad onda intera e ponte, con filtro.

Fig. 7-16. Grafici per l'Esperimento 1, Passo 3.

Noterete che la tensione ai capi della capacità aumenta quando la corrente fluisce attraverso il raddrizzatore e decade dopo che la corrente del raddrizzatore si esaurisce. Senza la capacità la corrente seguirebbe pari pari la tensione. Il raddrizzatore non conduce più quando la tensione di sorgente scende sotto la tensione della capacità. Dall'altra parte il flusso di corrente è molto meno variabile che sulla parte d'ingresso della capacità. Quando il raddrizzatore conduce, osserverete una decisa degradazione della forma d'onda della tensione all'uscita del trasformatore come risultato del caricamento causato dall'impulso di corrente. Con tale raddrizzatore i cicli di carica sono molto brevi ed il ciclo di scarica molto lungo. Si possono impiegare le figure di Lissajous per misurare il tempo di tali eventi. Il raddrizzatore conduce solo per una breve porzione di mezzo ciclo della tensione applicata.

ESPERIMENTO 2

Ulteriori Prove sul Trasformatore

Un raddrizzatore ad onda intera e poi un raddrizzatore a ponte può essere sostituito a quello a semionda e le misure appena eseguite possono essere ripetute. Avrete bisogno di un trasformatore a presa centrale, nel caso, fate gli opportuni cambiamenti. Gli schemi del circuito per queste due configurazioni sono mostrati nelle Figg. 7-12 e 7-13. Notate che si possono usare due resistenze shunt ed un switch per semplificare le misure di corrente fatte nelle Figg. 7-10, 7-11.

Ancora, il primo test deve essere fatto senza il condensatore nel circuito. Osservate le forme d'onda in vari punti del circuito e sotto carichi diversi. Tracciate le vostre forme d'onda sulle corrispondenti tracciate per l'Esperimento 1, così da vedere gli effetti del mutamento nel raddrizzatore. Identificate la configurazione del raddrizzatore e della capacità, così da riconoscere i risultati dei mutamenti.

Passo 1

Ripetete l'Esperimento 1 per il raddrizzatore ad onda intera, usando un carico variabile ed una capacità variabile. Tenete traccia delle forme d'onda, come notato sopra e discutete i risultati.

L'uscita positiva del raddrizzatore è presa dal "catodo" terminale di solito contrassegnato da una banda. Il positivo di un raddrizzatore a ponte è in genere contrassegnato da un segno +. Con il raddrizzatore ad onda intera i terminali d'uscita del secondario del trasformatore sono connessi all'anodo di entrambi i

rettificatori e l'uscita negativa è prelevata dalla presa centrale. L'uscita positiva come notato in Fig. 7-12, è presa dalla giunzione dei catodi. (Un'uscita negativa rispetto alla presa centrale del trasformatore può essere ottenuta invertendo le polarità dei due diodi. Usando due set di diodi il tutto conduce ad un rettificatore a ponte).

Con un raddrizzatore a ponte anzichè ad onda intera (quando il ponte è formato da singoli diodi), l'uscita positiva sarà alla giunzione dei due catodi dei diodi, e la negativa alla giunzione degli anodi. La corrente alternata è introdotta nei punti dove si connettono un catodo ed un anodo. La forma d'onda che osserverete quando la capacità non è stata ancora introdotta sarà una serie di semionde seno positive o semionde seno negative. Comunque con il raddrizzatore a semionda, c'è mezzo ciclo di tensione zero tra ogni successiva semionda seno. Con il raddrizzatore a onda intera c'è degradazione della forma d'onda quando esiste un flusso di corrente dal condensatore, ma quando il carico sul trasformatore è più leggero e più uniforme la degradazione è molto minore. Solo metà di tale carica deve essere immagazzinata per ogni ciclo conduttivo.

Passo 2

Dovrete rispondere alle seguenti domande sul funzionamento di un raddrizzatore ad onda intera ed a ponte.

1. Quante cadute di tensione da diodo avete incontrato con il raddrizzatore ad onda intera? Con quello a ponte? Con quello a semionda? Spiegate.

2. Come si comportano i tempi di carica e scarica con il condensatore rispetto ai tre tipi di raddrizzatore, in funzione sia del condensatore che del carico?

3. Come si comportano le durate e le ampiezze degli impulsi di corrente?

Esiste una caduta di tensione per ciascuno dei raddrizzatori a semionda e ad onda intera e due cadute di tensione di diodo per il tipo a ponte. Ciò rende il problema della sorgente in qualche modo più difficile nell'ultimo caso. Se tracciate i percorsi delle correnti per ognuna delle configurazioni potrete facilmente verificare ciò. I tempi di carica e scarica per il tipo ad onda intera ed a ponte sono più brevi che per quelli a semionda dal momento che la carica totale da immagazzinare è solo la metà. L'ampiezza di picco è probabilmente più elevata con il tipo a semionda perchè il condensatore scaricherà ulteriormente prima che si ripristini la conduzione.

ESPERIMENTO 3

Impiego di un Regolatore di Tensione

Di solito nei sistemi digitali, in un alimentatore, un semplice filtro è seguito da un regolatore di tensione. Per ciò aggiungerete tale strumento alla vostra combinazione trasformatore-raddrizzatore-filtro e determinerete l'importanza di tale novità. Il regolatore può essere qualsiasi regolatore ad uscita positiva della classe a tre terminali. Dovrebbe avere una capacità di corrente di almeno 1 A. I seguenti dispositivi vanno tutti bene: LM309K, LM340-5K, LM7805K, o qualsiasi unità equivalente. Il K alla fine dei codici significa che il regolatore è montato in un contenitore TO-3 con il terminale negativo sul contenitore, l'ingresso sul terminale di base e l'uscita sul terminale d'emettitore.

Passo 1

Connettete il regolatore al filtro capacitivo come mostrato in Fig. 7.17, ricordando che state osservando il retro del contenitore TO-3. Connettete un piccolo condensatore da 0,1 μF dall'uscita al contenitore. Accendete il circuito e mettete il vostro dito sul contenitore del regolatore: deve rimanere freddo.

Passo 2

Connettete un vom oppure un dvm ai capi del regolatore, prima in posizione A poi in posizione B. Segnate le tensioni d'ingresso e d'uscita sul regolatori

Tensione d'ingresso _____ Tensione d'uscita _____

La tensione d'ingresso dovrebbe essere almeno 7V, se avere un regolatore da 5 V l'uscita deve essere compresa tra 4,8 e 5,2 V. (Se la tensione del regolatore è più di 5V l'ingresso dovrebbe essere da 2 a 3 volt oltre l'uscita prevista). Le tolleranze su questi regolatori sono grossolanamente ± 2/10 V a 5 V. *Continuate a controllare la temperatura del contenitore durante tutto l'esperimento.* In un prossimo esperimento potrete cercare di portarlo ad alte temperature fino a far spegnere il tutto!

Passo 3

Connettete un carico da 200 mA al regolatore e misurate sia la corrente che la tensione d'uscita, così come la variazione di tensione rispetto alla lettura precedente. Se avete un voltmetro digitale utilizzatelo in questo caso perchè le variazioni saranno molto piccole. Conservate traccia dei dati:

Tensione d'ingresso _____ Tensione d'uscita _____ Corrente _____

Dopo aver registrato questi dati, aggiungete altri 200 mA di carico. *Di nuovo controllate la temperatura.* Registrate i vostri dati aggiuntivi nella Tabella 7-1. Con

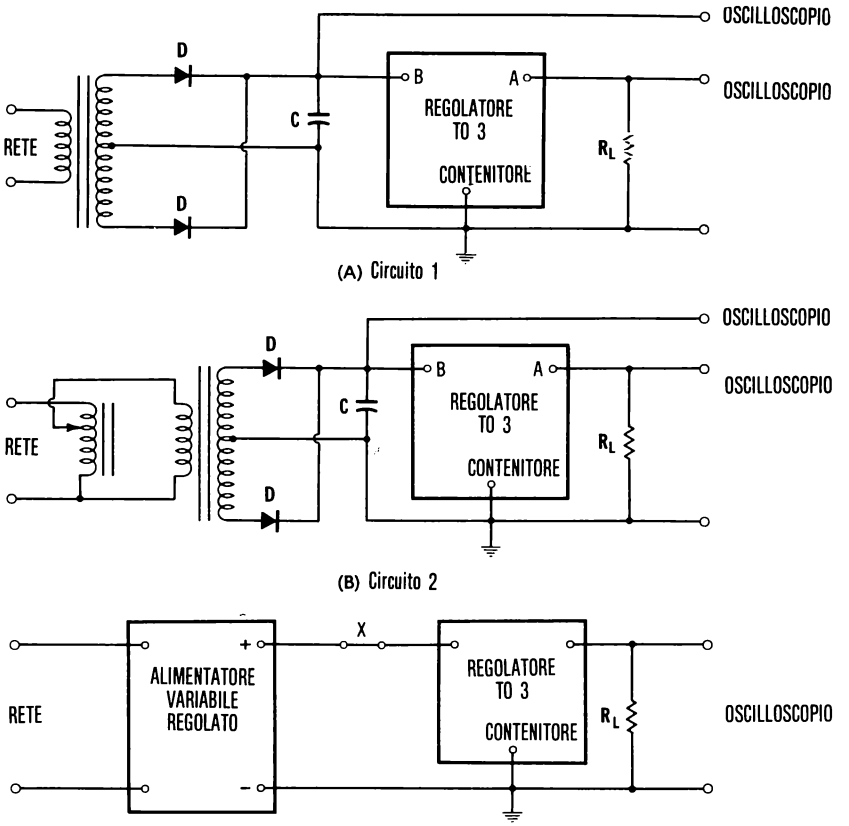


Fig. 7-17. Configurazioni circuitali che impiegano un regolatore di tensione.

tali dati potete calcolare l'effettiva impedenza d'uscita dell'alimentazione dividendo la variazione di tensione da una prova all'altra per la corrispondente variazione di corrente:

$$Z_s = \frac{\Delta V}{\Delta I} \qquad \text{(Eq. 7-3)}$$

Per esempio, se la variazione di tensione fosse stata 0,01 V e la variazione di corrente 0,2 A, l'effettiva impedenza della sorgente d'alimentazione sarebbe circa 50 milliohm, cioè una resistenza molto piccola. La regolazione di tensione, così

Tabella 7-1. Dati per l'Esperimento 3, Passo 3

Tensione d'ingresso				
Tensione d'uscita				
Variazione di tensione				
Corrente del carico				

come definita dall'equazione accettata dalla Commissione Federale delle Comunicazioni (FCC) è:

$$\text{Regolazione} = \frac{V_{nL} - V_{fL}}{V_{fL}} \qquad \text{(Eq. 7-4)}$$

dove

V_{nL} e V_{fL} si riferiscono rispettivamente ad assenza di carico e a pieno carico. Per avere la regolazione percentuale moltiplicate questo quoziente per 100. Calcolate e registrate la vostra regolazione percentuale e la vostra impedenza d'uscita:

Impedenza _____ Regolazione % _____

Ora, ripetete i calcoli per ogni incremento di carico che usate e tabulate i

Tabella 7-2. Altri Dati per l'Esperimento 3, Passo 3

I_1				
I_2				
V_1				
V_2				
Z				
% reg				
I_1				
I_2				
V_1				
V_2				
Z				
% reg				

corrispondenti risultati nella Tabella 7-2. Spiegate ciò che vi mostra la tabella.

Di solito, persino con un regolatore, la tensione d'uscita decresce come si applica il carico. Questa è chiamata la caratteristica "pendente". Un regolatore con una caratteristica in salita e con nessuna variazione può essere difficile da stabilizzare con carichi fluttuanti.

ESPERIMENTO 4

Ulteriori Prove con i Regolatori

Con qualsiasi regolatore esiste una caduta di tensione minima attraverso il dispositivo per il suo funzionamento. L'intento è di determinare tale perdita e di osservare le conseguenze del non lasciare sufficiente tensione applicata al regolatore. Ora potete spegnere l'alimentatore e riconnettere il regolatore alla linea di potenza, ma mettetelo dopo il trasformatore così da avere tensioni raddrizzate d'ingresso variabili.

Passo 1

Prima di riapplicare potenza all'alimentazione azzerate l'uscita di tensione del trasformatore e controllate attentamente il circuito: funziona bene? Ora accendete l'alimentazione ed il trasformatore stesso. Connettete il voltmetro ai capi dell'uscita del regolatore ed aumentate la tensione di linea fino a quando l'uscita del regolatore non raggiunge la giusta tensione. Quant'è? Cosa succede se continuate ad aumentare? L'uscita del regolatore cambia significativamente? A quale tensione d'ingresso del regolatore si è raggiunto il punto di giusta regolazione?

Il valore minimo dovrebbe essere attorno ai 7 V quando l'uscita si stabilizza. Dipende anche dalla corrente di carico, comunque per un regolatore da 5 V si potrebbe arrivare almeno fino ad 8 V.
Oltre questa tensione d'ingresso la tensione d'uscita non dovrebbe cambiare significativamente.

Passo 2

Lasciate il voltmetro connesso all'uscita e aumentate ancora la tensione di linea mettendola ad un valore che fornisce più del minimo di tensione d'ingresso al regolatore. Cambia sensibilmente? Diminuite la tensione di linea fino a che la

tensione d'uscita non mostra una leggera caduta in valore. Poi riportate su la tensione e misurate sia le tensioni d'ingresso che di uscita. Cosa avete osservato?

Siete stati costretti ad andare oltre il valore di tensione supposto corretto così da essere ben sicuri di averlo passato. A quel punto c'è una variazione trascurabile nella tensione d'uscita. Allora riabbassate così da trovare la minima differenza di tensione che avete ai capi del regolatore per farlo funzionare correttamente.

Passo 3

Ora connettete l'oscilloscopio ai capi del regolatore, con la tensione d'ingresso ad almeno 1 V o più oltre il valore minimo. Quanto "ripple" (ondulazione) d'uscita potete osservare sull'oscilloscopio? Misurate il valore da picco a picco della forma d'onda del "ripple" passando ad un accoppiamento in ca e aumentando la sensibilità fino a poter leggere tutta l'ondulazione, che dovrebbe essere almeno poche decine di mV. Troverete che aumenta sensibilmente quando caricate il regolatore. Se fate questo, prestate attenzione, all'ingresso del regolatore per vedere cosa succede. Potete ottenere un'indicazione della qualità di ciò dividendo l'aumento di tensione da picco a picco per la variazione della corrente di carica. Cosa trovate?

La tensione da picco a picco del ripple sarà al massimo 10 mV fino a quando caricate il regolatore pesantemente, poi potete raggiungere un punto dove esso aumenta significativamente. Aumentando la tensione d'alimentazione, si otterrà la riduzione del ripple del regolatore. Quando correttamente alimentati, i regolatori sono molto efficaci.

Passo 4

Esaminate la forma d'onda dell'alimentazione applicata al regolatore. Quanta variazione da picco a picco potete trovarci? _____ volt. Cosa vi dice questo sulla capacità del regolatore di togliere il ripple dall'uscita dell'alimentazione?
Ricordando che:

$$\frac{V_u}{V_i}\ [\text{dB}] = 20 \log \frac{V_u}{V_i}$$

che miglioramento in dB può darvi questo regolatore?

Come notato precedentemente il ripple all'inizio sara significativo e aumenterà rapidamente all'aumentare del carico. Può essere anche 1 V, ma il minimo voltaggio all'ingresso DEVE oltrepassare il minimo richiesto per assicurare una buona regolazione. Se il ripple d'uscita è 10 mV allora la riduzione sarà di 40 dB. Cosa avete ricavato _____ dB.

Passo 5

Lentamente riducete la tensione nel regolatore fino a che l'oscilloscopio comincia a mostrare un aumento del ripple all'uscita. Ciò apparirà probabilmente sotto forma di improvvisi ma brevi cali di tensione, altrimenti costante. Misurate il minimo e il massimo della tensione all'ingresso del regolatore e misurate il ripple da picco a picco all'ingresso. Comincerete a notare i cali proprio prima di notare la riduzione di tensione d'uscita complessiva sul vostro strumento. Avete bisogno di conoscere a quale minimo di tensione si trova il regolatore quando comincia a decadere per poter regolare. Come potete fare ciò?

Ci sono parecchi modi per farlo. Uno è di usare il vostro alimentatore regolabile come sorgente per il regolatore e di trovare il minimo di tensione con esso. (Dovrebbe essere costante entro pochi mV). Un altro modo è di calibrare il vostro oscilloscopio precisamente. Un terzo modo è di usare l'alimentatore regolabile ed un trasformatore di potenza e prelevare UNA SOLA spira dal circuito così da ottenere una frazione di volt in ca da esso. Questa tensione può essere aggiunta alla tensione d'ingresso regolata che viene così a ridursi fino a mostrare il ripple che avete introdotto.

Passo 6

Il metodo più conveniente per controllare l'ingresso minimo di tensione è attraverso l'uso di un'alimentatore variabile regolato sia con o senza un segnale ca. Connettete l'alimentatore variabile al posto di un raddrizzatore e del condensatore di filtro e connettete un avvolgimento a singola spira in serie con la sua uscita. Poi ponete il pieno carico sul regolatore sotto prova.

Cominciando con l'uscita del regolatore almeno 1 V oltre il minimo, connettete un oscilloscopio ed un voltmetro all'uscita del dispositivo sotto prova. Poi riducete la tensione d'ingresso fino ad ottenere una perdita evidente dell'alta qualità di regolazione. Occorre una tensione d'ingresso almeno 1 V oltre il valore minimo a

quel punto per ottenere il genere di operazione richiesta. Quanta tensione ha richiesto il vostro regolatore? Cos'altro di interessante avete osservato?

Viene richiesto, probabilmente, appena sopra i 7 V per un regolatore da 5 V. Senza dubbio l'espediente della spira è molto efficace come mezzo di prova!

Passo 7

Con un regolatore fisso connesso direttamente al raddrizzatore (non al regolatore variabile), ponete il trasformatore variabile in modo da poter vedere sull'oscilloscopio una piccola caduta nell'uscita del regolatore. Poi ponete un'ulteriore capacità almeno 1000 μF in parallelo ai capi dell'ingresso del regolatore. Che accade?

La tensione di ripple dal raddrizzatore dovrebbe essere caduta di molto, col risultato che la caduta nell'uscita del regolatore dovrebbe essere scomparsa. Il trasformatore dovrebbe essere riaggiustato verso il basso un po' di più per avere ancora la caduta.

Passo 8

Riferendoci indietro ai dati sul raddrizzatore a semionda, ed ai dati sui raddrizzatori a ponte e ad onda intera, quale tensione alternata dovrebbe essere applicata ad ognuno di questi sistemi rettificatori (usando una capacità da 1000 μF) se la corrente di carica deve essere 0,5 A? Mettete in opera ciascuna configurazione e guardate quanto siete stati in grado di stimare la tensione necessaria. Riempite la Tabella 7-3 e discutete i risultati. Ci sono state discrepanze significative? Quanto deve essere grande il condensatore richiesto per il raddrizzatore a semionda per essere adatto allo stesso trasformatore ed al raddrizzatore a ponte?

Tabella 7-3. Dati per l'Esperimento 4, Passo 8

	VALORI STIMATI	VALORI SPERIMENTALI
Raddrizzatore a semionda		
Raddrizzatore ad onda intera		
Raddrizzatore a ponte.		

Noterete che avrete difficoltà a filtrare la tensione di ripple con il raddrizzatore a semionda, ma anche che la caduta di tensione totale del raddrizzatore sarà più piccola di quella per il tipo a ponte. Il raddrizzatore ad onda intera ha la stessa caduta (quasi) ma con valori di picco di correnti più piccole. Ciò richiede un trasformatore a presa centrale e l'uscita di tensione doppia rispetto alle altre due configurazioni. A meno di requisiti di corrente molto piccoli, userete le configurazioni ad onda intera o quella a ponte.

ESPERIMENTO 5

Prove sul Generatore di Segnale

L'oscilloscopio verrà usato estesamente in questo esperimento. Esaminerete forme d'onda, farete misure approssimate di frequenze e tensioni. In particolare imparerete le tecniche di calibrazione della scala di frequenza sul vostro generatore (oppure a controllare tale calibrazione).

Passo 1

Mettete il generatore ad una frequenza bassa, circa 100 Hz. Vanno bene, se non arrivate proprio a 100 Hz, anche 50, 60, 120 Hz. Connettete il generatore all'ingresso verticale di un'oscilloscopio e aggiustate la forma d'onda in modo da avere con 1 V d'ingresso, una deflessione di 1,4 cm sopra e sotto la linea centrale. L'oscilloscopio ora misura circa 1 V/cm.

Passo 2

Connettete un trasformatore con 6 V d'uscita all'ingresso verticale, e confrontate la frequenza di linea con quella che avete impostato. Cosa vi dice riguardo la calibrazione del vostro oscillatore?

La frequenza di una rete di alimentazione molto estesa è probabilmente molto più precisa di quanto lo sia la calibrazione dell'oscillatore.

Passo 3

Connettete l'uscita del trasformatore all'ingresso orizzontale dell'oscilloscopio e l'oscillatore all'ingresso verticale. Aggiustate i controlli verticale ed orizzontale in modo da avere stesse ampiezze su entrambi gli assi e poi correggete la frequenza dell'oscillatore fino ad ottenere una figura stazionaria circolare, un'ellisse o una

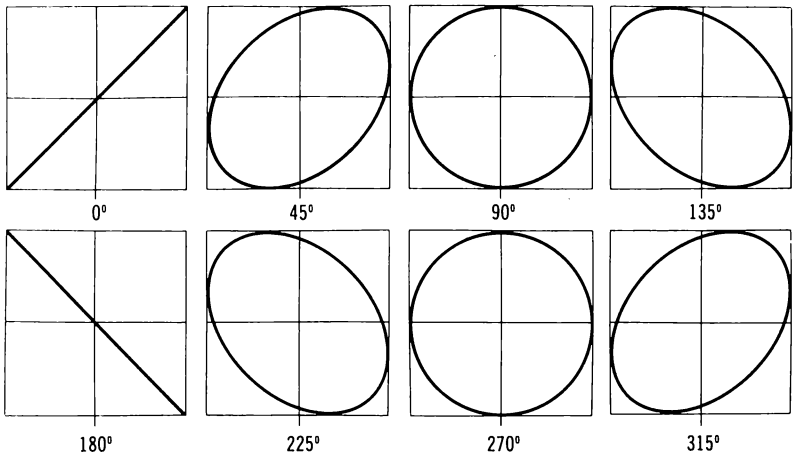


Fig. 7-18. Modelli tipici di figure di Lissajous con i rispettivi angoli di fase.

figura curva in genere. In quel momento c'è una relazione intera tra le due frequenze: 1:1, 2:1, 3:1, ecc. Tracciate alcune figure.

Riuscite ad ottenere delle immagini perfettamente ferme oppure è presente una deriva irregolare? (L'autore ha ottenuto figure analoghe a quelle riportate in Fig. 7-18). A cosa attribuite l'eventuale deriva presente? (Si tratta di una deriva non stazionaria). Ricordate che queste sono figure di Lissajous.

La traslazione irregolare è dovuta probabilmente all'oscillatore, ma un poco anche all'alimentazione. L'ammontare di massa rotatoria in grandi generatori è tale che avverranno variazioni di frequenza dovute appunto al generatore. Le tensioni possono variare ancora abbastanza in modo che la sweep dell'oscilloscopio o la frequenza dell'oscillatore possono variare più rapidamente della frequenza del generatore d'alimentazione.

Passo 4

Se disponete di una sorgente a 60 Hz controllata al quarzo che usa un cristallo per tv a colori connettetela e confrontate la sua uscita sia con quella dell'oscillatore che col segnale della linea d'alimentazione di potenza. Dapprima, esaminate l'uscita dell'oscillatore a cristallo sull'oscilloscopio e notate la quasi perfetta onda quadra. Poi osservate la figura di Lissajous (che risulta dal generatore di segnale

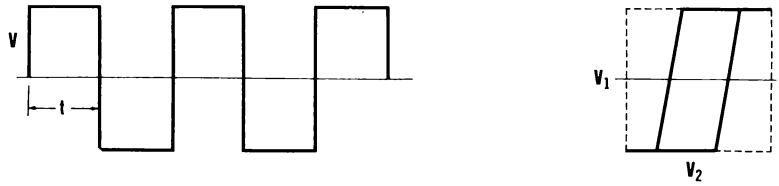


Fig. 7-19. Modello di Lissajous per un divisore standard.

messo a circa 60 Hz) ed anche il segnale d'alimentazione. Osservate alcune forme nella Fig. 7-19.
Ci sarà una salita del segnale quasi verticale, e la salita si muoverà avanti e indietro sullo schermo ad una frequenza che dipende dalla differenza di frequenza. Potete variare il condensatore ceramico sull'oscillatore a cristallo per cercare di fermare il moto della linea di "crossover" (attraversamento). Se disponete di un contatore di frequenza, l'uscita del cristallo stessa dovrebbe essere posta esattamente a 3,579545 MHz. Cosa osservate?

La deriva del sistema di alimentazione è probabilmente grande rispetto al range di correzione dell'oscillatore. Il contatore di frequenza è il miglior approccio. Naturalmente il contatore di frequenza potrebbe essere eslcuso pure lui, così dovrebbe essere stabilizzato rispetto a WWV. Cosa avete dedotto sulla stabilità relativa di questi strumenti?

Ovviamente il dispositivo più stabile è il cristallo. Comunque ci sono parecchi altri dispositivi stabili. Essi includono i laser, i dispositivi risonanti nucleari, che sono stabili entro una parte per $10^{12} \div 10^{13}$. I cristalli al quarzo sono stabili sono fino ad una parte per $10^5 \div 10^{12}$, in funzione della cura con cui la sorgente è stata costruita. L'alimentazione di rete è stabile fino a una parte per 3000, mentre gli oscillatori elettronici comuni sono meno stabili. (La stabilità a lungo termine della rete è mantenuta entro una parte su 10^{12}, o più, con controlli speciali). Comunque è possibile fare circuiti oscillanti con elementi LC stabili fino ad una parte per 10.000.

Passo 5

Potete controllare la calibrazione ad una serie di frequenze. Dato che è più facile usare una forma di onda seno che ricavate dalla linea di alimentazione, anzichè un'onda quadra che ottenete dai vostri standard di frequenza, si suggerisce di connettere il secondario del trasformatore all'ingresso orizzontale del vostro oscilloscopio. Connettete il vostro oscillatore all'ingresso verticale e aggiu-

state la frequenza fino ad avere un tracciato delle figure mostrate in Fig. 7.18. Quando lo fermate esattamente, avete un segnale sull'asse verticale che uguaglia la frequenza della vostra sorgente di rete.

Ora riducete la frequenza del segnale del generatore lentamente e osservate il "disco" ruotare. Come continuate a ridurre la frequenza sembrano esserci dei crossover che ruotano talvolta orizzontalmente, alte volte verticalmente. Calate a 30 cicli o a metà della frequenza di linea velocemente senza tener conto dei crossover. Avete ora una figura di nuovo stabile. Il cerchio sembra essere stato piegato così da avere una parabola che si apre a destra oppure a sinistra. (A 120 cicli la parabola ruota di 90° e si apre in alto o in basso). Ciò significa che la frequenza sul verticale è metà dell'orizzontale. Disegnate varie forme d'onda sui quattro grafici di Fig. 7.20.

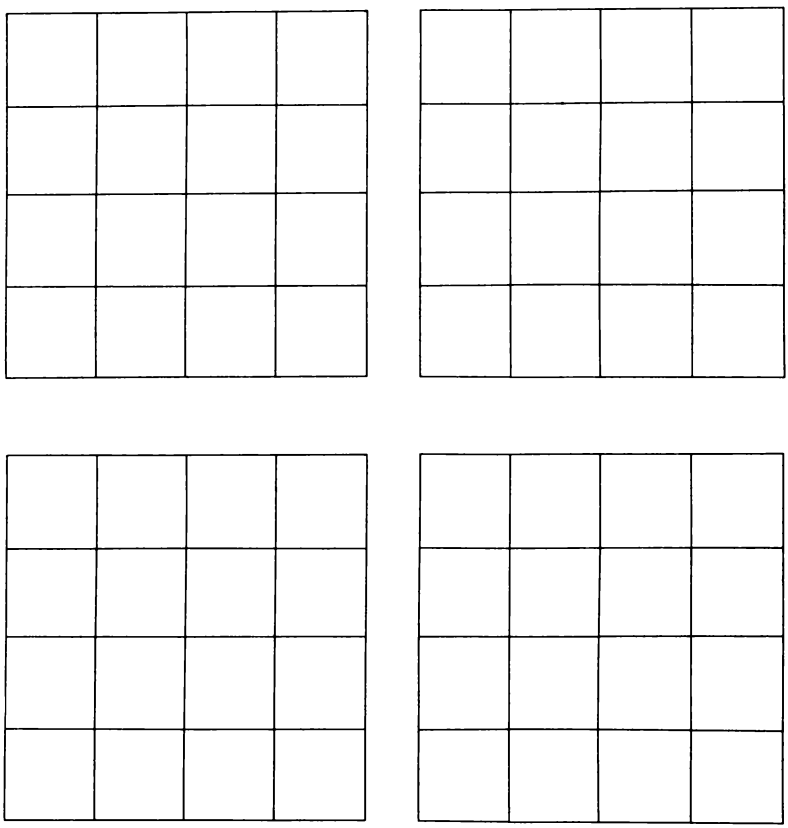


Fig. 7-20. Grafici per l'Esperimento 5, Passo 5.

Passo 6

Ora che avete visto le forme d'onda a metà ed al doppio della frequenza di linea d'alimentazione, è interessante vedere cosa ne viene fuori per altre combinazioni. (Se la vostra frequenza di linea d'alimentazione è diversa dai 60 Hz, il che è vero in Italia, esaminate le frequenze che hanno lo stesso rapporto rispetto alla vostra linea d'alimentazione come quelle che vi verranno ora suggerite. Le due liste lette in orizzontale sono per i 60 Hz e per i 50 Hz come frequenza di sorgente). Se la vostra frequenza differisce da queste prendete lo stesso rapporto. Sarete in grado di identificare i tracciati dal numero di "gobbe".

30	40	45	75	90	120	180	240
25	33,3	37,5	62,5	75	100	150	200

Tracciate le forme d'onda sui grafici in Fig. 7.21. Alcuni disegni d'esempio sono

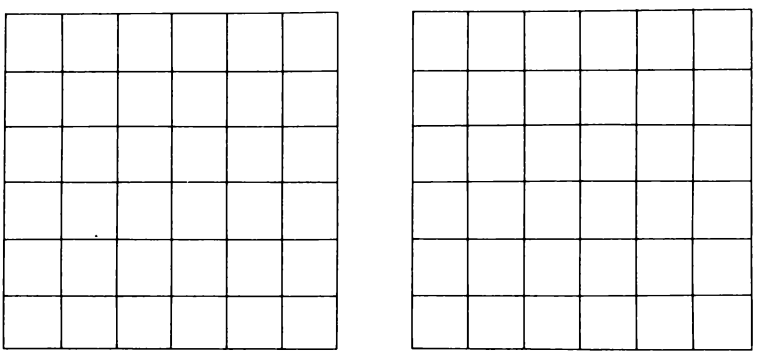
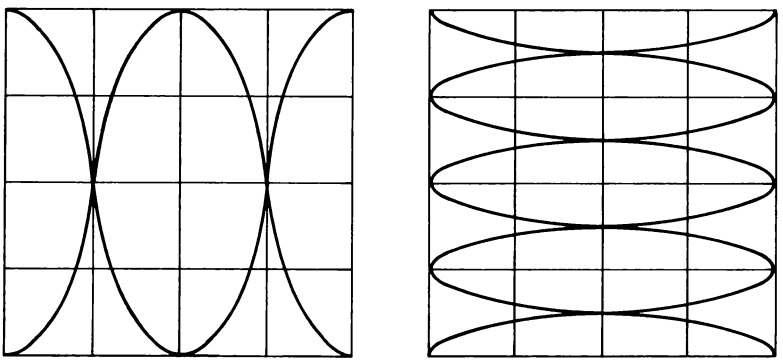


Fig. 7-21. Grafici per l'Esperimento 5, Passo 6.



(A) Rapporto 2V e 3H

(B) Rapporto 5V e 2H

Fig. 7-22. Disegni campione per il Passo 6.

dati per rapporti di 2 V contro 3 H e di 5 V contro 2 H per aiutarvi a disegnare i vostri (Fig. 7-22).

Passo 7

Variate la frequenza dell'oscillatore da 30 (25) Hz a 60 (50) Hz. Fermatevi dove vi sembra di avere un esatto rapporto. Osservate bene come attraversate ciascuno di questi punti e scoprirete due cose interessanti. La prima è che a ciascun lato del punto di fermata, la struttura sembra ruotare. La seconda è che ci sarà una serie di massimi e minimi positivi e negativi e pure, una serie di punti d'incrocio che sembreranno ruotare con gli incroci fissi rispetto alla figura.

Per esempio esaminate la combinazione a 45 Hz (37,5). Vedrete tre massimi positivi e tre negativi, sembreranno esserci tre punti d'incrocio fissi ad angolo retto rispetto al senso di rotazione. Prendete il numero del massimo positivo o negativo e dividetelo per il valore del numero di incroci fissi + 1 ed avrete il rapporto di frequenze per quella coppia di forme d'onda. Controllate le combinazioni che avete verificato precedentemente, ed alcune altre che incontrate appena variate la frequenza dell'oscillatore, e notate le frequenze che avete incontrato.

Questi rapporti sono quasi tutti combinazioni di numeri interi piccoli!

Passo 8

Ripetete il processo di calibrazione per frequenze superiori alla vostra frequenza di linea, come 120 (100), 180 (150) e così via fino ad almeno (900) (750) Hz. Fino a poco prima della seconda guerra mondiale, questo era il solo metodo disponibile per la calibrazione di oscillatori audio e di generatori di segnale audio.

Tabella 7-4. Dati per il Passo 8

Massimi positivi			
Massimi negativi			
Incroci (crossover)			
Rapporto di frequenza			
Massimi positivi			
Massimi negativi			
Incroci (crossover)			
Rapporto di frequenza			

Potete trovare interessante fare una tabella dei rapporti di frequenze in funzione del numero di massimi e del numero di incroci stazionari osservabili su una figura circolare rotante al variare della frequenza (usate la Tabella 7.4).

Passo 9

Come potete estendere tale tecnica anche per frequenze maggiori? Spiegate e provate.

Il modo più semplice è di usare una frequenza di riferimento nota in modo esatto ed all'interno del range di frequenze da usare. Può non essere facile. Si suole avere uno standard di frequenza seguito da un divisore di frequenza a catena da usare con una strumentazione di conteggio. Il problema qui, è che si ha l'uscita sotto forma di onda quadra. Subito si introduce un filtro passa-basso che consiste di una resistenza in serie e di un condensatore in parallelo. Il valore combinato di resistenze e condensatore è determinato dall'equazione $2 \pi f CR = 1$ dove f è la frequenza da filtrare. Ciò convertirà l'onda quadra in un'onda approssimativamente triangolare che farà bene le veci di un'onda seno. Potete usare qualsiasi uscita dalla vostra catena di divisori come sorgente per il segnale di calibrazione semplicemente inserendo la giusta combinazione di filtraggio RC.

ESPERIMENTO 6

Misure di Angoli di Fase con le Figure di Lissajous

La tecnica di Lissajous è estremamente utile per misurare l'ampiezza relativa di una singola componente di tensione senza inficiare le misure con dannose correnti di carica o con armoniche.

Passo 1

Prendete un trasformatore a presa centrale a basso voltaggio, come mostrato in Fig. 7-23. Notate che l'oscilloscopio è connesso ai capi di metà avvolgimento per

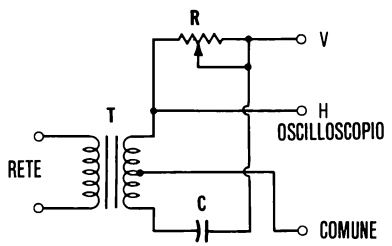


Fig. 7-23. Un circuito sfasatore per le misure di fase con le figure di Lissajous.

la connessione orizzontale, con la presa centrale connessa a massa e che la connessione verticale è collegata alla presa tra il condensatore ed il potenziometro. Variando la resistenza del potenziometro si può variare la fase tra i due voltaggi di circa 180° senza variazione significativa nella grandezza di ciascun voltaggio. Descrivete ciò che accade come girate la manopola del potenziometro.

Come fate così, dovreste vedere le varie forme di onda osservate quando due frequenze quasi uguali, traslavano l'una dall'altra nell'Esperimento 5. Allora stavate osservando traslazioni di fase ed ora la manopola del potenziometro introduce identiche traslazioni.

Passo 2

Girate la manopola per azzerare la resistenza in serie al condensatore. Ora i due segnali sugli amplificatori verticali e orizzontali dovrebbero essere in fase. Correggete l'ampiezza di un segnale in modo che le proiezioni orizzontali e verticali della linea pendente siano uguali in lunghezza. Girate il potenziometro fino ad avere un cerchio. Le due tensioni sono ora sfasate di 90°. Se appare un poco ellittico correggete la manopola così che l'asse maggiore sia orizzontale o verticale. Poi una leggera correzione sul guadagno dovrebbe portare ad un bel cerchio.

Passo 3

Misurate la resistenza in serie al condensatore con il vom o col dvm. (Questa è la resistenza del potenziometro nel circuito). La resistenza deve soddisfare l'equazione:

$$\omega CR = 2 \pi f CR = 1 \qquad \text{(Eq. 7-5)}$$

dove,

$\omega = 2 \pi f$

Il rapporto di C e R per 60 Hz è circa 0,00265. Quanto vale il prodotto che avete trovato?

$$C \cdot R = _____$$

Più avanti potrete eseguire il test con un generatore di segnale audio o radio.

Passo 4

Inserite col potenziometro un valore massimo di resistenza nel circuito. Cosa succede alla fase, basandovi sulla figura dello schermo?

Perchè l'ampiezza della tensione tra il condensatore e la resistenza è così costante?

La pendenza della linea e l'ellisse si è vista racchiudersi in una linea quasi diagonale col massimo della resistenza e, in effetti, si identificava in tutto nella linea con resistenza zero. La pendenza della linea a massima resistenza era a 90° rispetto a quella di resistenza zero. La ragione di ciò è che voi esaminate la tensione sul trasformatore nella metà inferiore quando la resistenza è quasi zero e sulla parte superiore quando è massima. Questo ha spostato la fase del segnale che state osservando. Quando la figura diventa un cerchio, la fase alla presa tra resistenza e condensatore è 90° in anticipo su quella della tensione, nella parte bassa del trasformatore e 90° in ritardo su quella superiore.

Dato che la tensione ai capi del condensatore è sfasata di 90° con quella del resistore in serie, la combinazione è quella di un triangolo rettangolo iscritto in un cerchio. La distanza, o la tensione, dal punto di mezzo dell'ipotenusa all'intersezione del condensatore con la resistenza è costante e l'uscita della combinazione sarà una tensione costante con fase variabile.

ESPERIMENTO 7

Misure di Frequenze d'Angolo

L'esperimento appena visto ci ha mostrato che si possono ottenere sfasamenti con un condensatore, ma che l'ampiezza del segnale restava costante per il modo in cui il circuito veniva usato. Ciò perchè la tensione era misurata rispetto al punto di mezzo di una configurazione a tensione bilanciata. Non potete contare sulla costanza della tensione, comunque. Ora si può esaminare un tipico circuito RC per vedere come si comporta in una situazione più normale.

Per trovare l'ampiezza e la fase nel circuito si possono usare le stesse figure di Lissajous. Avrete la resistenza in serie all'oscilloscopio e il condensatore in parallelo allo stesso ingresso dello oscilloscopio. Invece di variare la resistenza, variate ora la frequenza, osservando l'effetto comparativo all'ingresso ed all'uscita della rete RC. (Usate Lissajous per il confronto).

Passo 1

Prendete i valori di resistenza e capacità trovati nel Passo 3 dell'Esperimento 6. Variate la frequenza del vostro segnale audio da 500 Hz a 30 Hz. Mentre fate

questo tracciate l'ampiezza dell'uscita in funzione della frequenza e disegnate le forme d'onda sui grafici di Fig. 7-24. Selezionate frequenze di circa 500, 250, 120, 60 e 30 Hz per il test. Descrivete come la tensione varia in verticale per un'am-

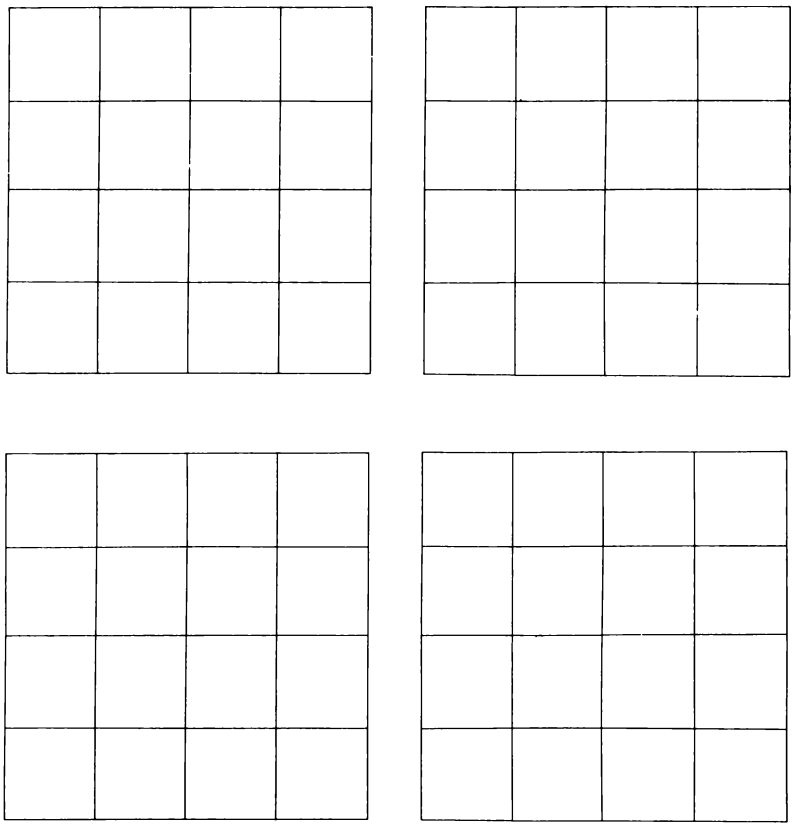


Fig. 7-24. Grafici per l'Esperimento 7, Passo 1.

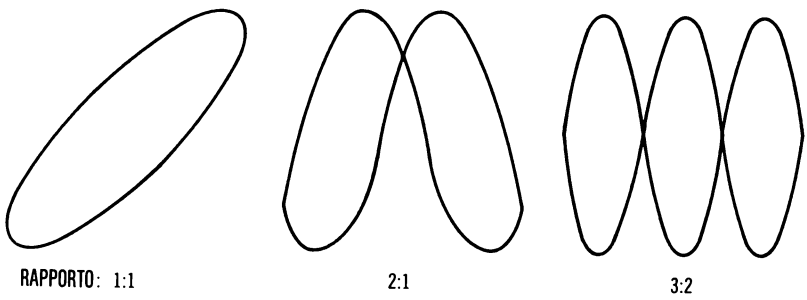


Fig. 7-25. Diverse figure di Lissajous.

piezza costante sull'orizzontale (ingresso) e notate in particolare la forma dell'ellisse all'ampiezza verticale pari al 70% del valore iniziale. Esempi sono dati in Fig. 7-25. Usate la Tabella 7-5 per registrare i vostri dati. (Il valore di X è la coordinata "x" del massimo valore del segnale d'uscita nella figura di Lissajous).

Passo 2

Ora scambiate la resistenza ed il condensatore cosicchè il condensatore sia in serie e la resistenza sia ai capi dei terminali dell'oscilloscopio. Ripetete il Passo 1, registrate i dati e descrivete quello che avete trovato. Disegnate le nuove figure di Lissajous con un colore diverso sugli stessi grafici impiegati nel Passo 1 (Fig. 7-24).

In entrambi i test, annotate la pendenza dell'ellisse quando l'ampiezza massima è circa il 70% del valore iniziale (con ampiezza d'ingresso costante). Questi punti rappresentano i "punti a metà potenza" del circuito. Essi sono anche chiamati "punti a 3 dB". Si tratta dei punti che definiscono i limiti di frequenza dei circuiti RC. Si dice che il guadagno di tensione in quel punto è ridotto di 3 dB.

Passo 3

Ripetete l'esperimento con un altro condensatore ma con la stessa resistenza. Fate in modo che RC sia circa uguale a 0,00132 e poi a 0,0053. Tabulate i dati:

Tabella 7-5. Dati per l'Esperimento 7, Passo 1

FREQUENZA				
AMPIEZZA				
X				

Tabella 7-6. Dati per il Passo 2

FREQUENZA				
AMPIEZZA				
X				

Tabella 7-7. Dati per il Passo 3

FREQUENZA				
AMPIEZZA				
X				
FREQUENZA				
AMPIEZZA				
X				

queste combinazioni hanno la frequenza a 3 dB dove avete previsto? Tabulate il tutto nella Tabella 7-7 e discutete i risultati.

Se i valori di capacità sono quelli previsi, allora le frequenze a 3 dB sono prima il doppio e poi la metà del valore precedente.

Passo 4

Selezionate una frequenza ed anche un valore per R e C in modo che il loro prodotto RC sia uguale ad 1, per l'Equazione 7-5, a quella frequenza. Provate quindi l'effetto scala raddoppiando la capacità. Ripetete dimezzando la resistenza e raddoppiando la capacità. Trovate le frequenze a 3 dB. Discutete i risultati ed elencate le frequenze effettive ottenute.

Qualsiasi variazione che potete eventualmente aver notato sarà dovuta a variazioni del valore vero dei componenti. Se avete disponibili capacità precise e strumenti di misura di resistenza, misurate i valori corretti e confrontate i risultati con le misure.

ESPERIMENTO 8

Proprietà di un Induttore

Verrà spiegato di seguito come impiegare un induttore in un circuito accordato e come usare il circuito stesso. Dovreste notare bene che userete preliminarmente,

l'induttore nel modo *pilotato* e che l'esatta frequenza di funzionamento dipende da come usate l'induttore. Rispetto alla risonanza pilotata, la risonanza naturale di un circuito è quella frequenza a cui l'energia è immagazzinata (nel condensatore o nell'induttanza) e poi dissipata.

Questa energia deve essere introdotta in modo da minimizzare il disturbo del circuito. È meglio impiegare un valore piccolissimo di resistenza (avente induttanza trascurabile) in serie con l'induttanza del circuito. Impiegate non più di 0,1 Ω. Se non disponete di una tale resistenza connette in parallelo quelle più piccole che avete fino ad ottenere questo valore. Uno shunt da 1 A lavora abbastanza bene se ha circa 0,1 Ω di resistenza.

Probabilmente conoscerete il valore approssimato dell'induttanza, quindi selezionate la frequenza che presumibilmente impiegherete con il vostro oscillatore ed il vostro oscilloscopio e selezionate la capacità per mezzo dell'equazione:

$$(2\ \pi\ f)^2\ LC = 1 \qquad \text{(Eq. 7-6)}$$

oppure

$$\omega^2\ LC = 1$$

Il valore risultante di capacità vi dovrebbe consentire di ottenere il tipo di funzionamento richiesto, sulla base del circuito di Fig. 7-26. In questo caso la frequenza di funzionamento DEVE essere sufficientemente alta in modo che l'induttore si comporti come tale. È corretta questa assunzione?

Per fare ciò dovete verificare empiricamente se un induttore si comporta come tale. Essenzialmente ciò che dovete fare è installare un Q-metro, cioè un circuito che mostrerà la tensione risultante dallo scambio di energia precedentemente discusso. Tale circuito è mostrato in Fig. 7-27. Per eseguire questo test occorre confrontare le tensioni d'ingresso e d'uscita del circuito accordato ed osservare il

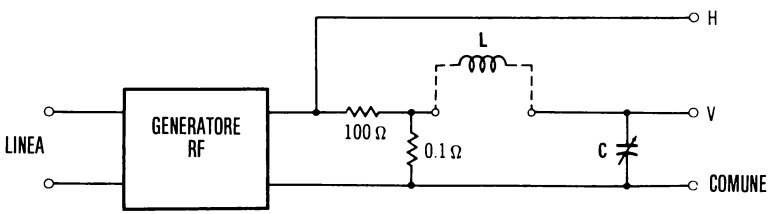


Fig. 7-26. Un circuito fondamentale per la misura del Q dei circuiti.

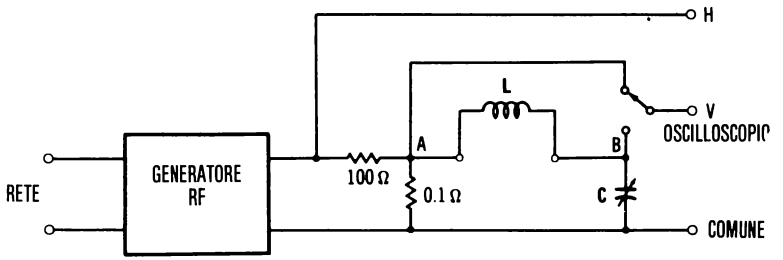


Fig. 7-27. Un circuito pratico per il rilievo del Q di un circuito.

loro comportamento quando eseguite la sintonizzazione alla frequenza di risonanza. Seguite i passi descritti di seguito.

Passo 1

Connettete il circuito come in Fig. 7-27 ed eseguite la sweep del range di frequenze con un oscillatore. Osservate all'oscilloscopio se vedete delle variazioni significative di tensione ai capi della resistenza di iniezione di 0,1 Ω (punto A). In caso affermativo, dovete riaggiustare la tensione proveniente dall'oscillatore in modo che non sussistano variazioni significative durante il test. Eseguite quindi la connessione del punto B con l'ingresso verticale e del punto A con l'ingresso orizzontale. Nell'intorno della risonanza, la tensione dovrebbe avere un picco repentino fino a 10 volte maggiore quella presente nel punto A. (Se non trovate questo picco invertite la sweep orizzontale normale ed esplorate l'intero range di frequenza del generatore e dell'oscilloscopio). Ora potete valutare sia il comportamento dell'ampiezza che quello della fase dell'induttore e quindi potete continuare il vostro test. Se il Q è apparentemente troppo basso, provate una frequenza più elevata impiegando un condensatore più piccolo oppure un altro induttore.

Passo 2

Misurate il valore approssimato del fattore moltiplicativo di tensione osservato alla risonanza con il vostro induttore. Come notato precedentemente, questo

Tabella 7-8. Dati per l'Esperimento 8, Passo 2

f				
Q				
f				
Q				
f				
Q				

coincide approssimativamente con il fattore Q del circuito accordato, che comprende il Q del condensatore oltre l'effetto della resistenza di iniezione e di effetti di carico introdotti dall'oscilloscopio. Annotate quanto avete imparato, assieme ai valori di Q che avete misurato. Provate l'avvolgimento a varie frequenze variando la capacità e registrando come si comporta il Q. Registrate i dati nella Tabella 7-8 (f è la frequenza).

Passo 3

Poichè la tensione massima di un circuito accordato genera un cerchio di Lissajous quando i guadagni di tensione sono corretti, il punto a 3 dB corrisponderà nuovamente ad un'ellisse avente intercette sugli assi orizzontale e verticale, che sono circa il 70% della deflessione massima di ciascun asse. La differenza di frequenza tra i punti superiore ed inferiore fornisce nuovamente un modo per misurare il Q del circuito. Se potete, misurate le due frequenze del circuito e determinate il Q dell'equazione:

$$Q = \frac{f_o}{\Delta f} \qquad \text{(Eq. 7-7)}$$

dove

f_o è la frequenza centrale,

Δf è la differenza tra i punti superiore ed inferiore a 3 dB.

Registrate le vostre misure corrispondenti in Tabella 7-9.

Tabella 7-9. Dati per il Passo 3

f_o				
Δf				
Q				
f_o				
Δf				
Q				

Passo 4

Le intercette per i punti a 3 dB su un'ellisse di Lissajous sono a $\sqrt{0,5}$ volte il massimo segnale verticale, mentre il valore di picco del fasore (lunghezza del semiasse maggiore dell'ellisse) è 0,924. Dimostratelo supponendo un valore di picco unitario.

Passo 5

A questo punto conoscete il Q degli avvolgimenti che avete provato. Risulta che l'impedenza effettiva del circuito accordato è data dall'equazione:

$$Z = Q\,\omega\,L \qquad \text{(Eq. 7-8)}$$
$$= \frac{Q}{\omega C}$$
$$= \frac{L}{CR}$$

Mettete una resistenza a carbone di tale valore in parallelo con la C accordata. Quindi ri-eseguite la sintonizzazione alla risonanza del circuito, ripetete le misure del Q del circuito e spiegate i risultati trovati. (Registrate i dati in Tabella 7-10).

Tabella 7-10. Dati per il Passo 5

f				
Q				
f				
Q				

Troverete che il Q si è ridotto a metà del valore precedente e che la frequenza di risonanza si è spostata per due motivi: l'introduzione della capacità parassita della resistenza ed, in secondo luogo, la de-sintonizzazione conseguente allo spostamento del punto di resistenza di carico di una risonanza pilotata.

Passo 6

Inserite ora una coppia di condensatori in serie. Il condensatore connesso a massa è detto C2 e sarà 10 volte C1. Rieseguite la sintonizzazione del circuito alla risonanza, essendo diminuito il valore totale di capacità, la frequenza di risonanza aumenterà di pochi percento. Determinate la nuova frequenza centrale ed i nuovi punti a 3 dB. Calcolate il nuovo valore di Q, che dovrebbe differire di poco dal precedente.

La nuova frequenza è _____; Il nuovo Q è _____

Passo 7

Provate numerosi valori di resistenza di carico ai capi di C2 ed osservate il comportamento alla giunzione induttanza-capacità. Tracciate la variazione della tensione di picco e misurate il Q del circuito riducendo il valore della resistenza di carico ai capi di C2. Il carico applicato apparirà all'osservazione come se avesse il valore:

$$R = R_L [(C1 + C2)/C1]^2 \qquad \text{(Eq. 7.9)}$$

dove,

R_L è il valore ai capi di C2,

R è il valore apparente al punto di misura dell'oscilloscopio.

Questa equazione è valida fino a che la corrente assorbita dal carico è *piccola* rispetto alla corrente che circola derivante dall'energia scambiata tra induttanza e capacità. In caso contrario il circuito accordato non si comporta più come un circuito risonante. È interessante osservare che questo problema non si verifica se si impiega un trasformatore.

Provate il circuito accordato con vari valori di R_L, misurando il Q del circuito in funzione del valore di R. Quindi tracciate una curva del prodotto RC1 in funzione di R_LC2. A quale valore del rapporto R/R_L la pendenza di questa curva inizia a discostarsi da 45°? Trovate il valore del Q corrispondente ed il suo rapporto con C. A quale valore di questo rapporto la curva precedente si discosta da 45°? (Registrate i dati in Tabella 7-11). Siete in grado di prevedere che il punto di rottura si abbia quando il rapporto $RC1/R_LC2$ comincia a discostarsi dal rapporto C2/C1?

Tabella 7-11. Dati per il Passo 7

R_L				
Q				
R				
RC1				
R_LC2				
R_L				
Q				
R				
RC1				
R_LC2				

ESPERIMENTO 9

Prove su un Trasformatore d'Interstadio

Con questo esperimento si vogliono dimostrare alcune proprietà dei trasformatori d'interstadio che, pur essendo evidenti, non sono note da numerosi esperti del settore. Questi trasformatori servono a convertire l'energia in forme più facilmente applicabili.

Userete il trasformatore sotto varie configurazioni di carico ed esaminerete entrambe le forme d'onda disponibili e l'amplificazione totale dell'amplificatore in funzione della frequenza.

Passo 1

Determinate l'impedenza d'ingresso effettiva del trasformatore con il secondario aperto ed in cortocircuito. Il circuito richiesto può essere installato su una basetta come mostrato in Fig. 7-28. Queste informazioni consentono di rivelare

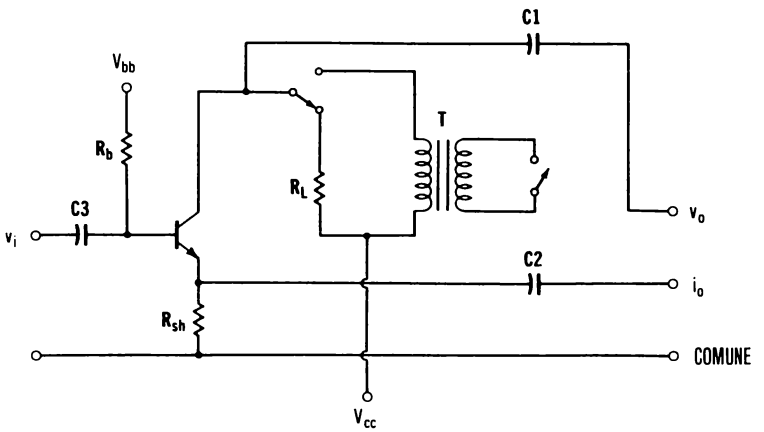


Fig. 7-28. Circuito per misurare la reattanza del trasformatore.

imperfezioni del trasformatore, o comunque lo scostamento tra un trasformatore reale ed uno perfetto. Infatti, un trasformatore perfetto dovrebbe avere un'impedenza primaria infinita con il secondario aperto ed impedenza zero con il secondario in cortocircuito. Una stima del fattore di accoppiamento tra gli avvolgimenti può essere ottenuta per mezzo dell'equazione:

$$\frac{L_{ps}}{L_{po}} = (1 - \kappa^2) \qquad \text{(Eq. 7-10)}$$

dove

κ è il fattore di accoppiamento magnetico.

Idealmente κ dovrebbe essere esattamente 1. In questa equazione l'induttanza può essere determinata misurando la tensione ai capi dell'avvolgimento, dividendo per il segnale di corrente ed infine, dividendo il quoziente per $2\pi f$. (Se volete è possibile separare le componenti della resistenza impiegando una procedura più complessa basata sulle figure di Lissajous). Ricordate che la tensione ai capi dell'induttanza sarà sfasata di 90° rispetto alla tensione ai capi di una resistenza attraversata dalla stessa corrente. Questo è da tenere presente quando si esegue il controllo della componente resistiva della tensione ai capi dell'avvolgimento del trasformatore. Tali condizioni si dovrebbero verificare quando il secondario del trasformatore è in cortocircuito. Inoltre assicuratevi che il segnale di prova alla base del transistore non sia maggiore di 5 mV a meno che non impieghiate una resistenza di emettitore per linearizzare il funzionamento del transistore. Un valore ottimale della frequenza iniziale è 500 Hz. Registrate i dati nella Tabella 7-12.

Tabella 7-12. Dati per l'Esperimento 9, Passo 1

V_s				
f				
R_s				
R_L				
V_{Lq}				
V_{max}				
I_L				
V_{Lq}/I_L				
L				
V_s				
f				
R_s				
R_L				
V_{Lq}				
V_{max}				
I_L				
V_{Lq}/I_L				
L				

La tensione V_s è quella ai capi dello shunt e la relativa scala deve essere tarata. Ciò può essere eseguito applicando un segnale di tensione di ampiezza nota ed impostando il controllo del guadagno sull'asse orizzontale in modo da ottenere una deflessione nota. Il rapporto della tensione rispetto alla resistenza di prova fornisce il valore del segnale di corrente. L'applicazione del segnale al collettore fornisce un mezzo per avere l'angolo di fase della tensione direttamente sul trasformatore; mentre, girando lo switch sulla resistenza ed aggiustando R_L per avere la stessa deflessione verticale, mediante la misura della resistenza corrispondente si ottiene il modulo dell'impedenza dell'avvolgimento del trasformatore.

La determinazione dell'angolo di fase dell'avvolgimento del trasformatore per mezzo delle figure di Lissajous coinvolge la determinazione del seno dell'angolo di fase di due intersezioni della figura. Con l'impiego della resistenza di carico, si impone dapprima la simmetria, mediante regolazione del centraggio in modo che le deflessioni orizzontali e verticali siano simmetriche rispetto al centro dello schermo dell'oscilloscopio. Il rapporto della deviazione verticale dell'ellisse (dal centro dello schermo) rispetto alla deviazione massima nella direzione verticale (dal punto più alto dell'ellisse) fornisce il seno dell'angolo di fase della tensione ai capi dell'avvolgimento del trasformatore. Quindi la reattanza dell'avvolgimento del trasformatore è il prodotto dell'impedenza (ottenuta dalla sostituzione della resistenza) e del seno dell'angolo di fase.

È meglio verificare la linearità dei sistemi di deflessione verticale ed orizzontale prima di eseguire il test. Si possono utilizzare due forme d'onda triangolari; le frequenze sono tali che l'asse calibrante abbia una frequenza di circa un numero dispari di mezze volte quella sull'asse da calibrare. Per esempio, se è da calibrare l'asse orizzontale, si può usare un'onda sinusoidale o triangolare a $50 \div 60$ Hz ed una frequenza pari a $3{,}5 \div 4{,}5$ volte quella impiegata sull'asse verticale. In questo modo la figura si sposta molto, molto lentamente. La distorsione sarà evidenziata da una variazione delle distanze dei punti di attraversamento. Un discorso analogo si ripete per l'asse verticale.

Passo 2

Applicate un cortocircuito al secondario e ripetete il test precedente. La reattanza apparente del primario dovrebbe risultare molto piccola ed occorre impiegare la tecnica di Lissajous per separare le componenti resistive ed induttive. I dati devono essere registrati in Tabella 7-12, impiegate l'Equazione 7-10 per calcolare κ.

($\kappa =$ _____)

Passo 3

Caricate il secondario con una resistenza avente un valore così piccolo da dimezzare il segnale di tensione all'ingresso del trasformatore. Farete una prova con la resistenza connessa e poi staccata, osserverete la forma d'onda al secondario in entrambe le situazioni. Potreste variare la frequenza d'ingresso in modo da

osservare l'effetto sulla risposta in frequenza della commutazione on ed off del carico sul trasformatore. Contemporaneamente verificate la frequenza; trovate quando l'uscita cala al 70% del valore di centro banda; osservate le eventuali degradazioni di qualità della forma d'onda applicata (dal lato del primario e del secondario). Fate le prove con la sweep convenzionale e con le figure di Lissajous; registrate i vostri punti di frequenza superiore ed inferiore, in funzione della resistenza di carico. (Usate la Tabella 7.13).

Tabella 7-13. Dati per l'Esperimento 9, Passo 3

R_{Ls}				
f_{lo}				
f_{hi}				
R_{Ls}				
f_{lo}				
f_{hi}				
R_{Ls}				
f_{lo}				
f_{hi}				

Com'era la forma d'onda con R_{LS} connessa e non connessa?

Dovreste aver ottenuto una migliore forma d'onda con R_{LS} connessa in quanto si minimizzano gli effetti di isteresi.

Abbassando ulteriormente il valore della resistenza dovreste trovare dei miglioramenti nella forma d'onda. A priori non si può dire qual è il migliore dei metodi tra le figure di Lissajous e la sweep convenzionale, nella determinazione del comportamento di un circuito.

Passo 4

Ripetete il Passo 3 con una serie di valori della resistenza di carico, ciascuno compreso tra il 50% ed il 70% del valore precedente. Trovate nuovamente il punto superiore ed inferiore a 3 dB, registrate i dati nella Tabella 7-13. Confrontate la forma d'onda con e senza carico riportando i commenti nello spazio seguente.

Osservate il livello di distorsione in prossimità dei limiti di frequenza, variando il segnale d'ingresso in ampiezza in prossimità di tali limiti

La distorsione si assesta ai limiti di frequenza con ampiezze più piccole. Ciò dipenderà dalla qualità del trasformatore. Con un carico sul secondario, la tensione d'uscita varierà molto con la frequenza, ma quando il trasformatore ha una frequenza di carico, l'effetto è molto più piccolo ed il range di frequenza è molto più esteso.

Passo 5

Esiste un'ulteriore domanda a cui rispendere: si può inserire una resistenza di carico sul primario come sul secondario? Ripetete i Passi 3 e 4 caricando il primario. Osservate la piattezza della risposta in frequenza e la qualità della forma d'onda del secondario. Registrate i dati e commentateli. Finchè il carico è sul secondario si ha un miglioramento della forma d'onda e della larghezza di banda al diminuire della resistenza di carico. Questo si può spiegare con la teoria del trasformatore. Nel caso di carico sul primario la situazione era diversa e non si aveva alcun miglioramento.

Questo può verificarsi nel caso in cui il trasformatore è un dispositivo di trasferimento dell'energia. Potete capovolgere il trasformatore e usare il secondario come primario: cambieranno i valori del carico richiesti ma il comportamento sarà identico. Troverete che il limite inferiore di frequenza a cui il trasformatore funziona bene è approssimativamente quella frequenza alla quale la resistenza

Tabella 7-14. Dati per il Passo 5

R_{Lp}				
f_{lo}				
f_{hi}				
R_{Lp}				
f_{lo}				
f_{hi}				
R_{Lp}				
f_{lo}				
f_{hi}				

d'ingresso a circuito aperto (ωL_{po}) diventa circa uguale all'impedenza di carico trasformata dal secondario. Se volete che il trasformatore funzioni a frequenze più basse abbassate la resistenza di carico del secondario. Per un impiego corretto deve risultare una componente della corrente di carico grande rispetto alla corrente di magnetizzazione.

Le caratteristiche globali di fase saranno migliorate abbassando il valore di resistenza del carico sul secondario, il che attenua anche la tendenza alla risonanza alle alte frequenze.

ESPERIMENTO 10

Alimentatore a Scala

Verrà impiegato l'alimentatore descritto nell'Appendice B per eseguire alcune misure. Lo schema del circuito è riportato in Fig. 7-29. ATTENZIONE! QUESTO ALIMENTATORE PUO' FORNIRE TENSIONI PERICOLOSE. Sono disponibili parecchie prese nei punti di giunzione di una serie di condensatori ed una schiera di diodi incrociati in modo particolare. Con un trasformatore avente in uscita circa 150 V_{rms} in ca si puo' prevedere che un tale circuito sia in grado di generare da 300 a 400 V per stadio. Pertanto, con i quattro stadi mostrati, l'uscita puo' arrivare a 1200 ÷ 1500 V. Esiste una serie di resistenze su ciascun lato del circuito, tra il condensatore finale ed i terminali di test, che immagazzina la tensione totale. Il condensatore finale dovrebbe poter arrivare ad almeno 2000 V e gli altri tra i 400 ed i 600 V, più vicino ai 600 V. La corrente di stato stazionario presente è relativamente piccola, ma questo non significa che non sia dannosa. La Fig. 7-30 riporta uno dei possibili circuiti di test.

Impiegate tale alimentatore all'uscita di un trasformatore variabile per ottenere un controllo uniforme della tensione impiegata nel test. I resistori in serie forniscono una funzione in più oltre alla riduzione del pericolo di shock, in quanto provvedono a stabilire quando un dispositivo sotto test non blocca la corrente

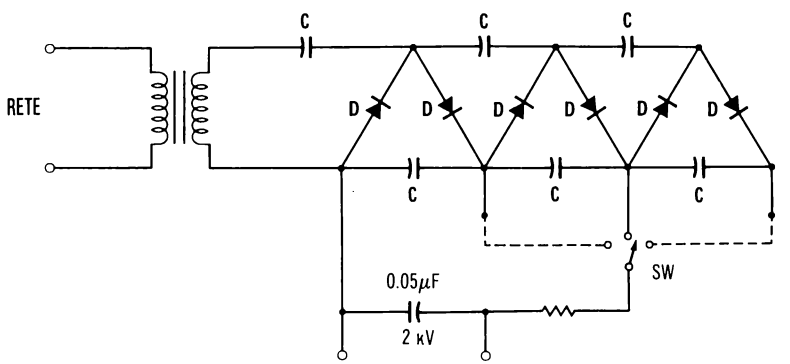


Fig. 7-29. Configurazione a scala del circuito alimentatore.

Fig. 7-30. Un circuito di prova basato sull'alimentatore a scala.

come richiesto. (Tali dispositivi vengono spesso chiamati leaker). In altre parole provvedono ad eliminare i danni di correnti troppo elevate.
Attenzione: con questo circuito NON provate i diodi al germanio, mentre, per i raddrizzatori al germanio usate con grande cautela SOLO il range di tensione più basso. Quando un diodo o un raddrizzatore è collegato inversamente, assicuratevi della presenza del livello più basso di alimentazione con il trasformatore impostato alla tensione minima. Accendete l'alimentatore ed aumentate lentamente la tensione applicata per mezzo di un trasformatore variabile. Arrestate l'esecuzione della prova quando la tensione sul vostro voltmetro non aumenta più all'aumentare della tensione applicata con l'impiego del trasformatore variabile. Un diodo od un raddrizzatore sono ad $^1/_2 \div {}^3/_4$ di tale tensione. Il dispositivo dovrebbe sopportare la tensione minima per un breve periodo di tempo per evitare un eccessivo riscaldamento.

SOMMARIO

In questo capitolo è stato descritto l'impiego di molti strumenti importanti nel lavoro di routine e di ricerca per l'elettronica lineare o digitale. I capitoli precedenti hanno introdotto in modo approfondito le basi dell'elettronica allo stato solido, con esperimenti progettati per dimostrare la validità dei concetti.
Le Appendici sono state studiate per esaudire i desideri di chi vuole approfondire alcuni argomenti. Naturalmente nel corso del libro è stato indispensabile omettere molti argomenti interessanti. Ci auguriamo che il libro abbia stimolato il vostro interesse e la vostra curiosità in modo da procedere da soli.

APPENDICE A

IL MODELLO DI EBERS-MOLL PER UN DISPOSITIVO ATTIVO

Le equazioni di base del modello di Ebers-Moll di un transistore bipolare nella connessione ad emettitore comune, assumono la forma delle Equazioni A-1 (Queste comprendono il modello a diodo retro contro retro, applicabile anche ai transistori ad effetto di campo.)

$$i_b = I_{b0} + I_{b1} \exp(\Lambda V_b) + [I_{b2} + I_{b1} F_b(V_b)] \exp(-\Lambda V_c) \qquad \text{(Eq. A-1)}$$
$$i_c = I_{c0} + I_{c1} \exp(\Lambda V_b) + [I_{c2} + I_{c1} F_c(V_b)] \exp(-\Lambda V_c)$$

dove;

A = (q/kT)
Q è la carica dell'elettrone,
k è la costante di Boltzmann e
T è la temperatura assoluta.

In tali equazioni parecchi parametri sono instabili, cioè variano da dispositivo a dispositivo. Il parametro più stabile è I_{c1} ed il meno stabile è I_{b1}. Quest'ultimo non sorprende perchè dipende dalla piccola differenza tra la corrente di collettore e di emettitore, che dipendono da V_{bc}. I parametri instabili sono funzione del tempo di vita dei portatori minoritari che passano dall'emettitore alla base e che escono dalla base verso il collettore.

L'alta stabilità di I_{c1} conduce ad esaminare il valore della derivata della corrente di collettore rispetto alla tensione base-emettitore. Questa è la conduttanza diretta ovvero la transconduttanza. La derivata è

$$(\partial i_c/\partial V_b) = \Lambda I_{c1} \exp(\Lambda V_b) + I_{c1} \exp(-\Lambda V_c)[\partial F_c(V_b)/\partial V_b] \qquad \text{(Eq. A-2)}$$

Si può trascurare il secondo termine a destra a causa del termine exp $(-\Lambda V_c)$. L'equazione diventa allora la seguente

$$g_m = y_f = \Lambda I_{c1} \exp(\Lambda V_b) = \kappa \Lambda i_c \qquad \text{(Eq. A-3)}$$

Spesso κ è uguale a 1; quando occorrono precisioni maggiori, comunque, il suo valore può essere usato come un fattore di correzione. Si può arrivare ad 1,5 per un npn ad altre iniezioni e fino a 0,6 dall'altro estremo.

Si è trascurato il fatto che Λ ha un coefficiente talvolta maggiore dell'unità. Il vero valore di Λ è:

$$\Lambda = (q/nkT) \qquad \text{(Eq. A-4)}$$

dove n è normalmente minore di 2 a seconda del materiale e delle condizioni di funzionamento. Normalmente il suo valore è unitario.

Tali equazioni di Ebers-Moll NON POSSONO essere risolte in modo univoco per i_c in funzione di i_b. Per ottenere il beta è necessario ricavare $\partial i_b/\partial V_b$, della derivata parziale che fornisce g_m. Poichè I_{b1} è al denominatore spiega perchè il beta è un parametro poco affidabile.
Il beta in cc, definito in termini delle rapporto delle correnti di collettore e di base, non è altro che il

beta di piccolo segnale per quanto riguarda la stabilità. In generale si assumono valori di beta sufficientemente elevati da minimizzare il carico
Eseguendo la derivata per il valore di κ si ricava che:

(Eq. A—5) $$\kappa = 1 - \frac{I_{c0} + [I_{c2} + I_{c1}F_c(V_b)] \exp(-\Lambda V_c)}{i_c}$$ (Eq. A—5)

Si potrebbe calcolare anche la derivata rispetto alla corrente di base ma noi non la considereremo.

Quando i_c ed I_{c0} sono quasi uguali risulta un κ piccolo e si hanno dispositivi capaci di manipolare potenze elevate. Infatti la capacità di manipolare potenza è inversamente proporzionale a κ in quanto la tensione di alimentazione e la tensione del segnale d'ingresso sono proporzionali a $(0{,}026/\kappa)$. Le equazioni di Ebers-Moll sono una modifica delle equazioni di ammettenza di un 2 porte e sono relative ad un insieme di equazioni note come "matrice indefinita di ammettenza". Tali equazioni sono applicabili anche ai tubi ed ai FET. Anche in questo caso i tubi sono impiegati nel caso in cui occorrono piccoli valori di κ. Un dispositivo avente un $\kappa = 0{,}0001$ può essere usato con tensioni fino a $5.000 \div 20.000$ V. I segnali d'ingresso arriveranno a $50 \div 1.000$ V. Queste equazioni dimostrano perchè il futuro del VMOS è così promettente!

Il guadagno di tensione diventa:

$$\begin{aligned} K_v &= -g_m Z_L \\ &= -\kappa \Lambda I_c Z_L \end{aligned}$$ (Eq. A-6)

dove,

Z_L è l'impedenza di carico del circuito. Essendo I_c Z_c una tensione si può scrivere:

$$|K_v| = \kappa \Lambda |i_c Z_L|$$ (Eq. A-7)

Poichè il modulo $|i_c Z_c|$ deve essere posto in relazione alla tensione d'uscita dell'alimentatore, si può scrivere:

$$|\eta V_{cc}| = |i_c| Z_L$$ (Eq. A-8)

Risolvendo rispetto alla tensione di collettore si ha:

$$|V_{cc}| = |\frac{K_v}{\eta \kappa \Lambda}$$ (Eq. A-9)

dove

η è un numero con valore compreso tra 0,2 e 0,5.

Il suo valore dipende dall'accoppiamento da collettore ad alimentazione di collettore, se viene effettuato per mezzo di una resistenza o di un'induttanza.

Il valore ottimo di $|V_{cc}|$ è inversamente proporzionale a κ, come pure la potenza massima d'ingresso ed uscita. Queste equazioni, essendo derivate dalle equazioni del 2 porte, valgono per tutti i dispositivi allo stato solido che dipendono da q/kT per le loro caratteristiche di funzionamento.

Come è evidente dalle equazioni precedenti, l'equazione del guadagno di tensione, se derivata, consente di trascurare tutte le resistenze di dispersione e di degenerazione.

Una forma più completa dell'Eq. A-6 è:

$$K_v = -\frac{(g_{f'} - \Delta g R_e) Z_L}{1 + g_{i'} r_{b'} + g_o Z_L + \sigma g R_e + \Delta g [R_e Z_L + r_{b'}(R_e + Z_L)]}$$ (Eq. A-10)

dove,

$$\Delta g = g_{i'} g_o - g_{f'} g_r,$$
$$\sigma g = g_{i'} + g_{f'} + g_r + g_o$$

Dove gli apici indicano che tali valori sono misurati all'interno di resistenze di dispersione e gli indici i, f, r ed o, indicano l'ingresso, i parametri diretti, inversi e l'uscita. I termini g_f e g_m sono comunemente usati in modo equivalente per la transconduttanza.

Le sostituzioni per passare alla configurazione a base comune oppure a collettore comune sono le seguenti:

	E	B	C
E	σg .	$-(g_{i'} + g_r)$	$-(g_r + g_o)$
B	$-(g_{i'} + g_{f'})$	$g_{i'}$	g_r
C	$-(g_{f'} + g_o)$	$g_{f'}$	g_o

La struttura di questa matrice è autoesplicativa. La definizione di σg è la somma di quattro parametri.

APPENDICE B

ALCUNI UTILI CIRCUITI

In questo libro sono stati presentati una serie di circuiti, alcuni estremamente utili ed altri che probabilmente userete soltanto una volta. Alcuni circuiti possono essere messi insieme per formare uno strumento di misura che poi potete usare quotidianamente. Le caratteristiche generali della maggior parte di questi circuiti sono state descritte e discusse sia in connessione con la loro applicazione o in una breve discussione orientata all'applicazione. In questa appendice, troverete alcuni dettagli di costruzione che vi aiuteranno ad assemblare circuiti che, per la loro utilità, potreste desiderare tenere in forma permanente. Troverete inoltre alcune osservazioni che, in taluni casi, potrebbero sembrare ovvie ma che spesso sfuggono a meno che non vengano specificatamente notate.

I circuiti che sono descritti nei paragrafi seguenti sono disposti in ordine di importanza e utilità. Una discussione sulla disposizione dei circuiti su schede già forate è pure incluso. (È un modo ideale per effettuare il debugging collaudato del circuito). Di solido questa tecnica viene usata con circuiti semplicissimi dove il progetto di una scheda circuitale speciale non è pratico. È pure usato nell'assemblaggio di circuiti più complessi che non si adattano a nessuna scheda precedentemente "lavorata".

IL "RECTI-REGER"

È un alimentatore progettato per essere usato sia con un trasformatore a presa centrale (Fig. B1 e B2) o senza (Fig. B3 e B4), a seconda dell'applicazione che si desidera. Può essere usato per fornire una tensione regolata in accordo con quanto segue:

1. Tensione regolata positiva basata su un avvolgimento pieno del trasformatore.
2. Tensione regolata negativa basata su un avvolgimento pieno del trasformatore.
3. Tensione regolata positiva doppia rispetto a mezzo avvolgimento.
4. Tensione regolata negativa doppia rispetto a mezzo avvolgimento.

Gli ultimi due punti possono sembrare superflui ma non lo sono in realtà in quanto possono essere usati per fornire una tensione positiva o negativa rispetto alla presa centrale del trasformatore. Due di questi circuiti possono essere usati con il "RECTI-REG 2" per fare un set di tensioni come +2V, +V, −V e −2V, rispetto alla presa centrale del trasformatore, dove V è la tensione media ai capi di mezzo avvolgimento. Si dovrebbe notare che le tensioni esatte dipendono dai regolatori e trasformatori che vengono selezionati per i circuiti.

Il RECTI-REG 2, regolatore - raddrizzatore è un dispositivo duale ad uscita di tensione adatto all'uso con amplificatori operazionali. È progettato per generare tensione regolate positive e negative da un trasformatore a presa centrale.

Il suo schema circuitale è mostrato in Fig. B-5. Sia l'uscita positiva che negativa del raddrizzatore sono filtrate con un grosso condensatore di filtro e passate attraverso l'appropriato regolatore positivo o negativo. Uno di questi circuiti è usato nel "TRANS-ALIMENTATORE" che è descritto di seguito. Viene usato per fornire le tensioni regolate di base richieste (+ e − 12 fino 15 V) per lo sviluppo delle tensioni d'uscita variabili fisse richieste.

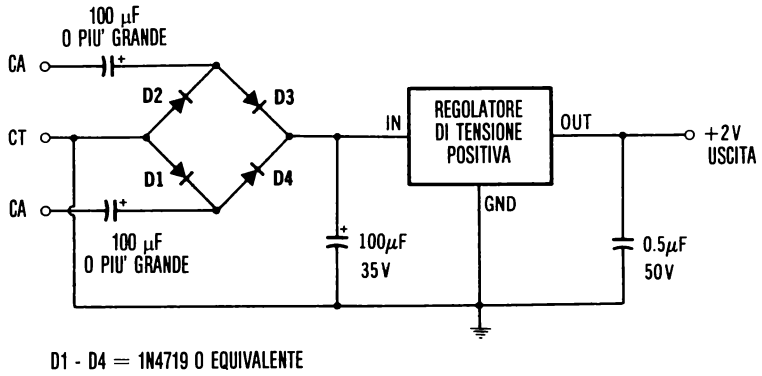


Fig. B-1. Alimentatore di tensione positiva che impiega un trasformatore a presa centrale.

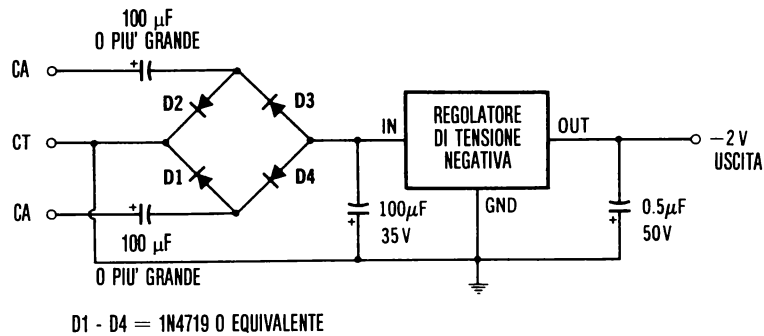


Fig. B-2. Alimentatore di tensione negativa che impiega un trasformatore a presa centrale.

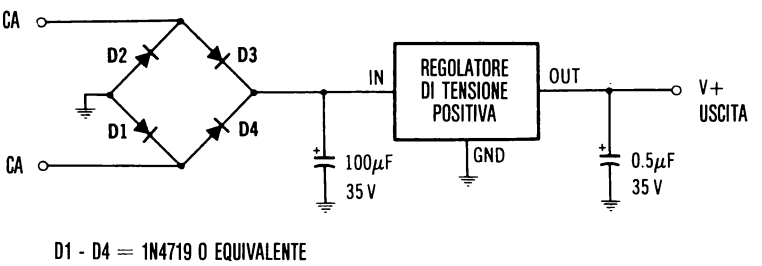


Fig. B-3. Alimentatore di tensione positiva. Il trasformatore non è a presa centrale.

IL TRANS-ALIMENTATORE

Il TRANS-ALIMENTATORE è progettato per misurare sia transistori bipolari che FET e per fornire un'unità versatile per un lavoro generale di progettazione. È alimentato da un circuito

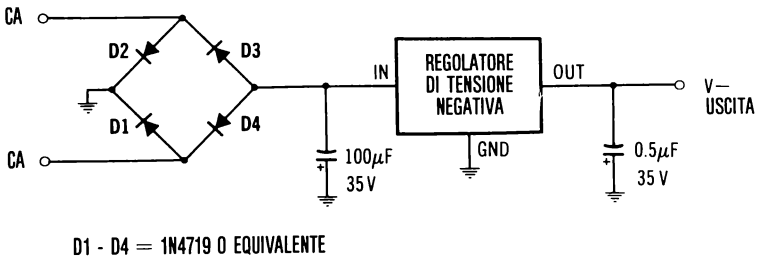


Fig. B-4. Alimentatore di tensione negativa. Il trasformatore non è a presa centrale.

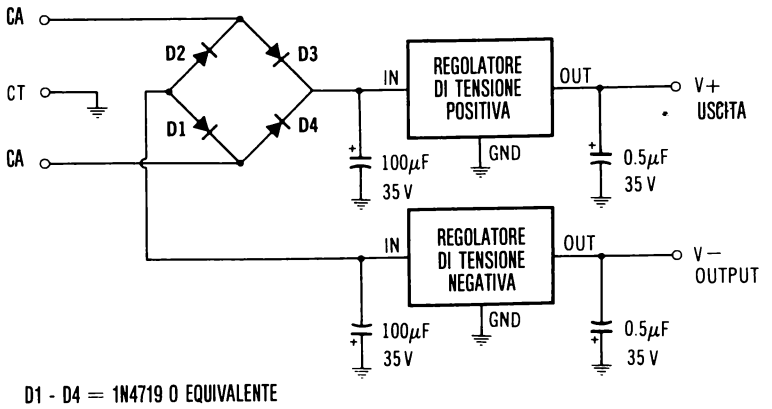


Fig. B-5. Schema elettrico dell'alimentatore RECTI-REG 2.

RECTI-REG 2 o un suo equivalente con regolatori sia positivivi che negativi da 12 V o 15 V. Il suo schema circuitale è mostrato in Fig. B-6. Questo circuito sembra essere piuttosto complicato ma solo perchè ha almeno quattro diverse funzioni che deve eseguire. In ingresso ha la tensione positiva o negativa, regolata o meno e passa ogni polarità attraverso due sistemi di regolazione indipendenti. Il primo set di regolatori serve per generare un sistema di alimentazione da +5 V positivo o negativo per l'uso con la logica TTL o per misure di transistori. Vengono installati due potenziometri uno da −5 a +12 e l'altro da +5 a −12 regolati, per fornire tensioni variabili di controllo per una coppia di regolatori aggiuntiva. Il braccio mobile del potenziometro, a volte chiamato "spazzola" è in ciascun caso connesso alla base di un transistore il cui emitter è connesso alla massa di ritorno per un appropriato regolatore a 5 V. Questo fa si che il regolatore aggiuntivo a 5 V generi una tensione variabile da circa 1V a 12V o da −1V a −12V, a seconda della posizione dell'appropriato potenziometro. Un transistore pnp è usato per il ritorno sul negativo.

In applicazioni, sia l'alimentazione regolata a 5V di corretta polarità o l'alimentazione da 12 a 15 V può venire usata per fornire la corrente di base, o la tensione di gate per il transistore sotto prova, o l'alimentazione a tensione variabile per la tensione di collettore, o di drain. Questo alimentatore è ideale per fare prove di piccolo segnale sui transistori descritti nei Capitoli 3-4-5.

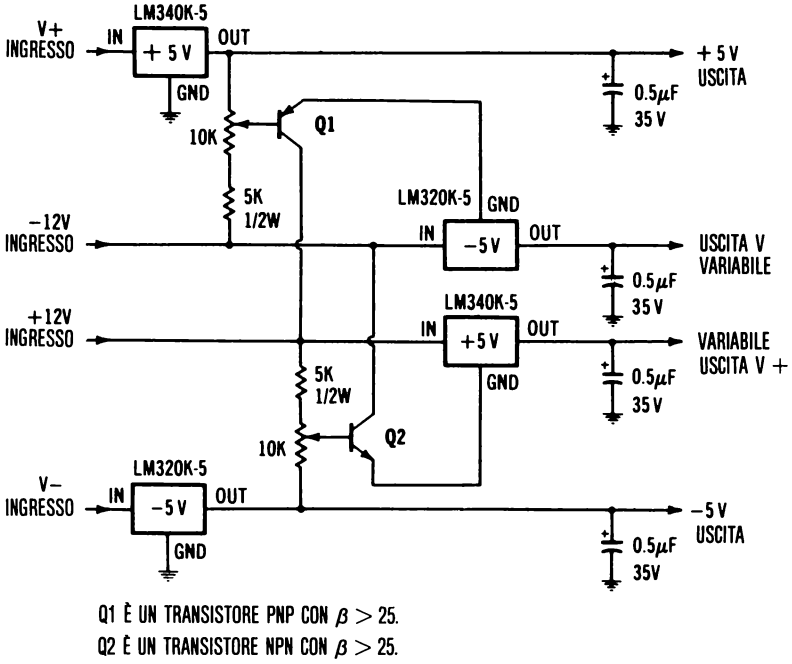


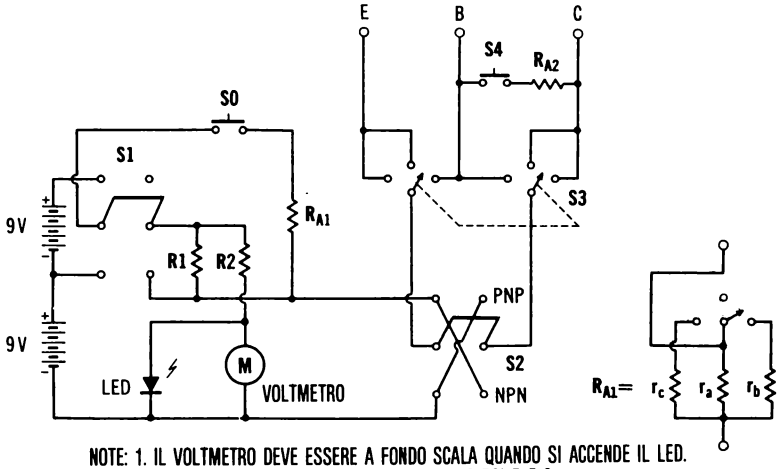
Fig. B-6. Schema elettrico per il TRANS-ALIMENTATORE.

IL T-D-TESTER

Per misurare diodi o transistori bipolari occorre un tester semplice e conveniente. Il circuito per questa unità dovrebbe rendere possibile la determinazione della polarità dei dispositivi sotto prova e inoltre l'identificazione del tipo di materiale allo stato solido usato. Dovrebbe rendere possibile la localizzazione di difetti comuni come un basso beta e alte resistenze intrinseche. Dovrebbe anche essere in grado di determinare il fatto che un dispositivo sia effettivamente un sistema Darlington. Lo schema circuitale dell'unità studiata per tale funzione è mostrata in una forma semplificata in Fig. B-7 (usate i componenti nella lista della Tabella B-1). È utile realizzare l'unità con sensibilità a multirange, capace di provare dispositivi a piccolo segnale così come almeno unità di media potenza. Ciò può esser fatto fornendo un modo per cambiare i valori di resistenza R_{A1} ed R_{A2}.

All'inizio si dovrebbero almeno provare alcuni dispositivi FET così come dispositivi bipolari ma è più facile usare un tester progettato specificatamente per le applicazioni dei FET. I requisiti di controllo di tensione per i FET sono incompatibili con il controllo della corrente di base richiesta per dispositivi bipolari.

Questo tester proverà, oltre ai diodi, comuni transistori bipolari classificandoli in tipo npn, pnp, al silicio o al germanio. Identificherà pure sistemi Darlington. Verrà usato per provare diodi di segnale e diodi zener ed alcuni diodi speciali dove le tensioni critiche sono minori dell'alimentazione di tensione disponibile. (Questa era 18 V per l'unità dell'autore). Comunque esistono tecniche migliori per misurare dispositivi speciali.



NOTE: 1. IL VOLTMETRO DEVE ESSERE A FONDO SCALA QUANDO SI ACCENDE IL LED.
2. SWITCH ADDIZIONALI PER SCAMBIARE PRIMA E E C POI B E C.

3. $r_b = r_a/10$; $r_c = r_a/100$.

Fig. B-7. Schema elettrico fondamentale del T-D-TESTER.

Quando lo switch di polarità è nella posizione corretta (S2 nella Fig. B7) ed i terminali del dispositivo sono correttamente allineati, il diodo LED, in parallelo con lo strumento di misura M ed il suo resistore calibrato R2, si accenderà solo quando lo switch S3 è nella sua posizione centrale. Lo strumento allora è a fondo scala (questo richiede che S1 sia nella posizione 9V e che S0 sia premuto). Gli switch restanti controllano la polarità e le connessioni del dispositivo con S2 che fa la scelta della polarità di npn o pnp. Lo switch a pulsante S4 polarizza direttamente il transistore per provarlo nella conduzione indicando il valore di beta e possibili condizioni di alta resistenza intrinseca.

Lo switch S3, nelle sue tre posizioni, connette l'alimentazione ai capi del diodo emettitore-base, dall'emettitore al collettore ed il diodo collettore-base rispettivamente. Quando lo switch di polarità è posizionato correttamente la prima e la terza posizione portano in conduzione il diodo, e la seconda "guida" il transistore quando il pulsante di prova è premuto. Il diodo LED si spegnerà e la deflessione dello strumento scenderà a meno di mezza scala con un buon transistore.

Alti valori di correnti di perdita in un transistore faranno sì che il diodo non si accenda e che la deflessione sia meno dell'intera scala. Un beta insolitamente basso o un'alta resistenza in serie nella regione di emettitore di collettore provocheranno una caduta in tensione, quando il transistore è polarizzato direttamente in modo inferiore al normale, indicando che il transistore deve essere o scartato o provato ancora. Nel dubbio osservate alcune curve del dispositivo con il vostro circuito e il vostro oscilloscopio: inparerete subito qual'è il problema.

Si è prevista l'applicazione ad un dispositivo di prova di 9V o di 18V. La posizione a 18V deve essere usata con attenzione su diodi e transistori ad alta frequenza in quanto alcuni di essi non sopportano tale tensione elevata. In particolare molti transistori ad alta frequenza non sopportano più di tre o quattro volt tra base ed emettitore. I 18 V sono utili in diodi comuni, in zener a bassa tensione e per comuni transistori. Se il transistore tende al funzionamento a valanga, i sintomi di ciò spesso si mostreranno attorno ai 18V.

Sfortunatamente i produttori non forniscono i piedini dei transistori orientati tutti allo stesso modo. Alcuni sono nella forma EBC da sinistra a destra e alcuni ECB. Siccome è possibile scambiare l'emettitore con il collettore, devono essere forniti dagli switch di inversione per scambiare le posizioni dei piedini.

Tabella B-1. Componenti richiesti per il T-D-TESTER.

Componenti	Quantità
Misuratore, cc. 100 μA	1
Switch, dpdt	4
Switch, spdt (con posizione centrale off)	2
Switch, pulsante	2
Switch, rotante, 2P3T	1
Batteria da 9 V per transistori	2
Diodo, LED	1
Serrafili (morsetti, colori assortiti	3
Resistori assortiti, secondo necessità	—

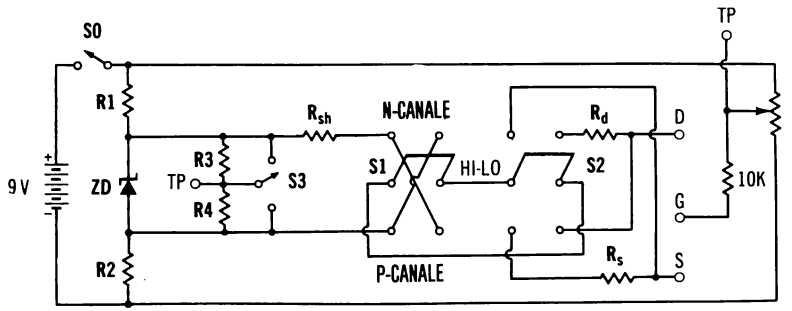
IL TESTER FET

Si intende con questo nome l'unità per provare transistori FET a canale n o a canale p. Come il TD-tester, esso lavora con una batteria per transistor da 9V. È necessario che la gamma di polarizzazione vada da 0 a 9V in quanto alcuni transistori richiedono polarizzazione inversa e alcuni no. Sono pure richiesti due punti di riferimento a circa 2,5 V da ciascun terminale, essi sono ottenuti grazie ad uno zener ed alle resistenze R1 ed R2 come mostrato in Fig. B-8. A seconda della polarità dei FET il ritorno alla source ed al drain va ai lati opposti dello zener.

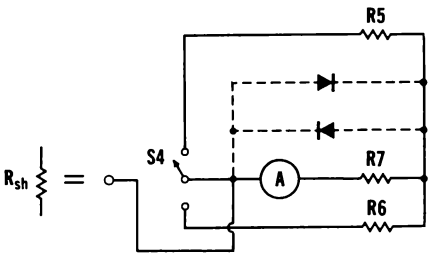
Lo strumento con alta sensibilità nei resistori e nei diodi livellatori serve per misurare la corrente nei FET. Ciò limiterà molto la variazione di corrente del dispositivo se usato con un transistore bipolare ma normalmente ciò non è con dispositivi FET. È meglio usare diodi al germanio anzichè al silicio per minimizzare il problema. Quando ciò è fatto R7 può essere cortocircuitata. Lo strumento dovrebbe avere sensibilità a fondo scala di 100 μA, e gli shunt R5 ed R6 devono cambiare da un mA a 10 mA, la sensibilità a fondo scala.

Lo switch S1 inverte la polarità della tensione applicata dalla source al drain, in accordo con dispositivi a canale p o a canale n. L'interruttore S2 serve per introdurre una resistenza di carico sia nella source che nel drain del dispositivo. Il potenziometro fornisce la polarizzazione del gate grazie a una resistenza in serie di 10.000 ohm; è usato pure nella taratura. Un punto di test è connesso allo switch a 3 posizioni che fornisce una tensione di prova da ciascun lato del diodo zener oppure ad un punto a metà tra essi. Un voltmetro viene inserito tra i due punti di test per aiutare a tarare il potenziometro per i tre valori di tensione definiti dallo switch S4.

Questa unità è progettata specificatamente per l'uso con i FET, ma può essere pure usata con transistori bipolari. I FET sono meglio provati con una tensione variabile di gate. il promo passo è di determinare se il dispositivo è a canale n oppure a canale p. Nel primo caso il drain è polarizzato positivo rispetto alla sorgente ed il potenziometro farà scorrere un flusso di corrente ed il gate è reso ancora più positivo. I dispositivi di modo depletion (svuotamento) richiedono una polarizzazione inversa rispetto alla source per eliminare il flusso di corrente e si dimostreranno tali ponendo il potenziometro in modo tale da togliere tutto il flusso di corrente. Dispositivi che richiedono polarizzazione diretta possono essere sia FET di modo enhancement (riempimento) o transistori bipolari, ma gli ultimi mostreranno una velocità di salita della corrente di uscita molto più rapida rispetto al controllo di tensione dei primi. Il punto di inizio della conduzione non deve essere lo stesso per i FET e per i dispositivi bipolari, la cui polarizzazione diretta è stabilita dal materiale semiconduttore usato e dalle sue proprietà di drogaggio. In normali condizioni la transconduttanza per unità di corrente di un dispositivo FET è abbastanza piccola in modo tale che la caduta di tensione ai capi di un milli o un micro amperometro non inficierà significativamente la transconduttanza apparente del dispositivo nel suo circuito. Il dispositivo assorbe al massimo poca corrente (ciò è specialmente vero per i dispositivi a gate isolato) col risultato che il circuito di misura ha poco effetto sulla misura fatta. Come già sapete ciò non è vero con i transistori bipolari.



(A) Circuito fondamentale.



(B) Circuito equivalente shunt.

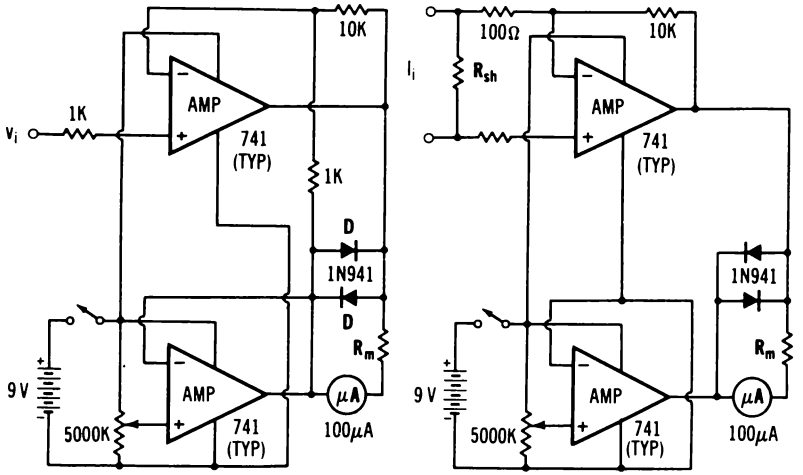
Fig. B-8. Schema elettrico di un FET tester.

MILLI-MICRO AMPEROMETRO E VOLTMETRO ULTRASENSIBILI

Questa unità è stata progettata grazie all'amplificatore operazionale 741, ma può usare qualsiasi operazionale migliorato come lo LM4250. L'ultimo dispositivo è largamente intercambiabile con il 741 ma richiede una resistenza aggiuntiva (dal negativo dell'alimentazione al piedino otto). Può lavorare a tensioni molto più basse e dovrebbe avere meno deriva (drift). Una resistenza di un megaohm connessa dal piedino 8 al negativo dell'alimentazione è adeguata per il corretto uso dell'LM4250.

Gli schemi circuitali di base per questi strumenti sono mostrati in Fig. B-9. Con la sezione voltmetro, un amplificatore operazionale viene usato come unità a guadagno fisso con guadagno di 10 o 100. Il secondo operazionale è usato per fornire la tensione di riferimento per lo strumento e per il ritorno negativo dell'amplificatore principale (di solito un guadagno di 10 è il migliore per misura di tensione). Con la sezione microamperometro ad alta sensibilità il secondo ingresso è riportato a massa (ai capi di uno shunt) e l'amplificatore generalmente ha un guadagno di tensione di almeno 100. Di nuovo il secondo operazionale viene usato per stabilire il riferimento a 0 ed è posto con l'ingresso dello strumento cortocircuitato. Ciò cancella errori di polarizzazione.

Questa unità, o la sua equivalente in un dvm, è assolutamente necessaria a causa del pesante carico che gli strumenti convenzionali pongono in taluni punti di un circuito a transistori bipolari ed a causa delle tensioni da misurare (particolarmente le variazioni nella tensione base-emettitore) che sono così piccole. Le grandezze di queste variazioni di tensione sono tra i 10 mV e 50 mV dal momento che queste



(A) Circuito A, la sezione voltmetro.

(B) Circuito B, la sezione microamperometro

Fig. B-9. Schemi elettrici di strumenti di misura ultra-sensibili.

grandezze di tensione corrispondono a variazioni d'uscita da 2 ad 1 o più. L'impostazione di fondo scala del millivoltmetro a circa 50 mV può essere stabilita usando un opportuno divisore di tensione connesso a un riferimento di tensione come l'Intersil ICL 8069.

L'ICL 8069 ha una tensione nominale di 1,23 V e limiti tipici di 1,20 fino a 1,25 V. La sua impedenza di sorgente effettiva (su range da 50 mA fino a 5 mA) è tipicamente attorno ai 10 ohm. Dovrebbe lavorare con una corrente di circa 0,5 mA. Un divisore di tensione che assorbe circa 100 mA fino a 1 mA può essere posto ai capi di questo riferimento. Le resistenze selezionate sono scelte per fornire le opportune tensioni di taratura. Questi valori sono aggiustati fino al corretto valore con un voltmetro digitale. Alcuni valori utili per le tensioni di taratura sono 5, 20, 100 e 200 mV ed 1 V.

Potreste preferire tarate il vostro strumento sensibilissimo con 1 voltmetro digitale come il Keithley 170 o l'Intersil 7106 DVM. Lo svantaggio principale nel far ciò è la piccola percentuale di range a fondo scala che potreste usare. L'elemento misuratore di corrente di questa combinazione si può dimostrare indispensabile persino con un DVM. Tale unità dovrebbe essere aggiustata per richiedere non oltre 5 mV a fondo scala, come notato precedentemente. Un sistema shunt dovrebbe poi essere posto su uno switch rotante a doppio polo e bracci multipli. (Dovrebbe essere uno switch cortocircuitante). La parte più difficile di questo problema è costruire gli shunt richiesti con adeguata precisione.

UN TESTER PER TENSIONE SWEEP DI COLLETTORE

Una delle cose più importanti di cui avete bisogno è un modo di esaminare un range di condizioni operative allo stesso tempo, in modo da ottenere un quadro più realistico di come un dispositivo funzioni. Alcuni tester per transistori; come il modello Tektronix 575 e 576 sono molto utili per questo obiettivo ma sono molto costosi. Per fortuna è possibile avere alcuni vantaggi di questi strumenti piuttosto semplicemente ed a poco prezzo. Quello che occorre è costruire uno speciale alimentatore di potenza a scansione (tensione spazzolata o sweep) e far sì che il controllo di polarizzazione d'ingresso sia applicato per un breve periodo usando un interruttore a pulsante. La tensione di picco della tensione per l'alimentazione a scansione può venir controllata a gradini successivi con l'interruttore o variata dolcemente con un trasformatore variabile. Due circuiti possibili perciò sono mostrati in Fig.

B-10. Sono inclusi un circuito per fornire polarizzazione di base o di gate insieme con i circuiti di misura sia per la base che per il collettore.

Troverete questa unità utile sia con transistori bipolari che FET, con diodi trigger, diac e, probabilmente, con SCR. Può fornire inoltre indicazioni sull'esistenza di gravi problemi di resistenza intrinseca e ciò lo rende un dispositivo estremamente utile.

Il circuito per questa unità è molto semplice. Occorrono parecchie prese su un trasformatore di potenza in ca per fornire la varietà di range richiesti. (Un trasformatore variabile può essere usato a monte del trasformatore di potenza per variare la tensione). La tensione più bassa è presa da un potenziometro che assorbe abbastanza corrente da poter essere usato con diodi tunnel. Attraversato il trasformatore e lo switch per la presa, la ca è raddrizzata con il raddrizzatore a ponte. La corretta polarità, misura e carico sono forniti a monte dei terminali del test. Troverete questo circuito utile per parecchi scopi.

UN SET DI PROVA PER RADDRIZZATORI A DIODI TRIGGER O ZENER

Il T-D-Tester può essere usato per provare alcuni di questi dispositivi ma di solito indicherà soltanto che un dispositivo raddrizza oppure no. La tensione di prova disponibile è troppo bassa ed il livello di corrente è pure troppo basso.

Il tester per la tensione a scansione di collettore può essere usato per provare molti dei dispositivi il cui comportamento può essere osservato quando le tensioni sono nel range 10V - 50V. Con dispositivi a più alta tensione comunque diventa essenziale un tipo diverso di tester. Un alimentatore a scala che lavora da un trasformatore a tensione variabile è stato usato dall'autore per questa funzione. Viene suggerito un progetto circuitale nella Fig. B-11. Le due file di condensatori sono incrociate da una catena di raddrizzatori in modo da avere una tensione totem-pole ai capi dei condensatori. In questo modo otterrete una tensione da 100 V circa fino a 1200 V, 1500 V. L'unità funziona meglio con un trasformatore variabile. ATTENZIONE QUESTE TENSIONI POSSONO ESSERE MOLTO PERICOLOSE! Uno switch rotante vi selezionerà i segmenti della scala e come risultato potete usare qualsiasi parte scelta della tensione sviluppata dall'alimentatore.

Il trasformatore è del tipo impiegato con lampadine al neon. Esso generara circa 150 V.

La resistenza in serie al condensatore di uscita è inserita per limitare la corrente stazionaria. Il condensatore di uscita può accumulare una grande carica: state attenti. I condensatori della scala dovrebbero avere valori di 0,1 μF, a 600V. Il condensatore di uscita dovrebbe essere ad almeno 2000 V.

Tale alimentatore è molto utile per provare raddrizzatori a tensioni più alte per aiutare a classificarli grazie alle loro tensioni. Connettete qualche terminale all'unità che vi metterà in grado di disporre diodi ai capi del terminale e di connettere anche un voltmetro. Ponete un diodo ai capi dei terminali ed inserite gradatamente il trasformatore variabile. Se la tensione smette di aumentare come aumenta la tensione e se diminuisce improvvisamente, probabilmente avete un diodo difettoso. Un diodo cortocircuitato non fornirà tensione in nessuna direzione mentre un diodo a circuito aperto la fornirà in entrambe le direzioni.

VOLTMETRI DIGITALI

Alcuni lettori potrebbero voler comprare multimetri digitali Keithley. Fluke o Sinclair o possibilmente un Intersil 7106 o 7107. Il Keithley 178 DVM è estremamente utile e pare essere molto preciso nel trasferire da range a range. Il nuovo modello 177 sembra molto efficace ma è anche molto costoso. Apparentemente esso ha una sensibilità di fondo scala di 20 mV. L'unità Model 178, con un preamplificatore 4250, va molto bene per le nostre applicazioni.

Dovrete stare molto attenti a usare tali strumenti come ohmetri. Nella maggior parte dei loro modi operativi essi sono piuttosto ben progettati ma in taluni casi la resistenza di prova è posta in parallelo con un amplificatore operazionale come il resistore di retroazione. I problemi che derivano da un'applicazione accidentale di una alta tensione in quel punto non hanno bisogno di ulteriori spiegazioni.

Ci sono almeno due tecniche di base per misurare le resistenze con questi strumenti. Un metodo è l'uso di resistenze di retroazione come notato precedentemente. L'autore preferisce l'uso di una

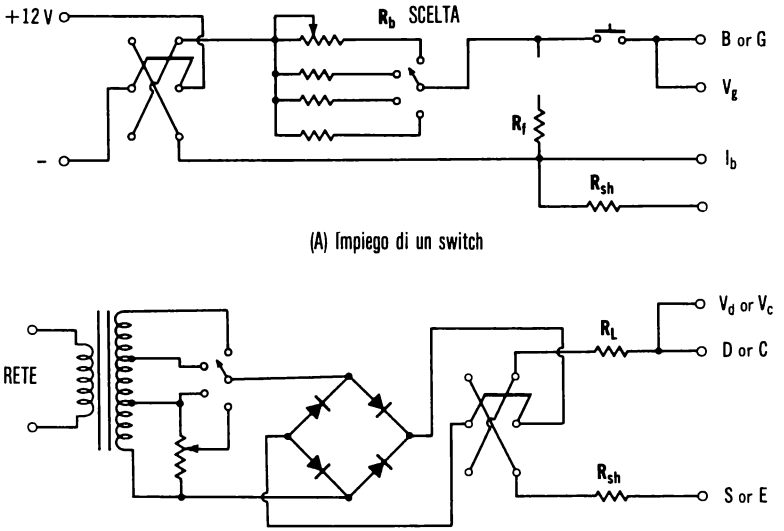


Fig. B-10. Circuiti per rivelare la tensione sweep di collettore.

sorgente di corrente indipendente dalla alimentazione interna al DVM, che è basata su un diodo zener ed un emitter follower per produrre una tensione regolata e che usa una resistenza in serie per limitare la corrente attraverso la resistenza di prova. (L'autore usa una batteria per transistor a 9 V come alimentazione). Sarebbe meglio usare una sorgente di corrente controllata regolabile.

Usati con opportuni divisori di tensione e dispositivi di protezione, i multimetri digitali possono essere impiegati persino con sonde ad alta tensione per tv per misurare tensioni fino a 20 kV. Si richiede comunque un divisore di tensione che divida la sensibilità del DVM fino alla sensibilità della sonda.

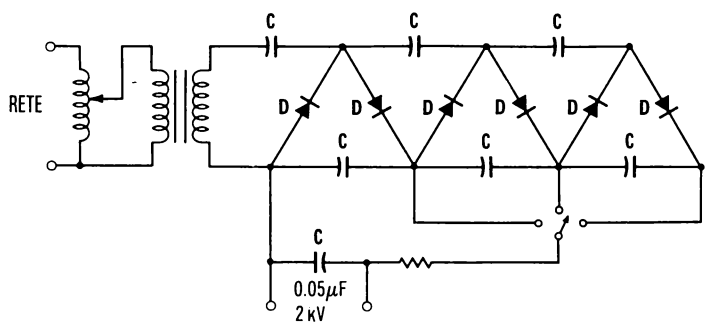


Fig. B-11. Un alimentatore-moltiplicatore di tensione a scala.

Questo divisore di tensione dovrebbe avere un'impedenza di uscita di 10 megaohm e dovrebbe dividere il range di 20 kV circa (col quale si intende usare la sonda) nella sensibilità a fondo scala del DVM. Circuiti clamp dovrebbero essere usati all'ingresso dello strumento di misura.

CIRCUITI DI SVILUPPO

Non è saggio per una varietà di motivi costruire un circuito digitale o analogico, di qualsiasi complessità, direttamente su una scheda "lavorata" dal momento che ci sono piccoli errori o gravi distrazioni nel circuito che richiedono una correzione. Per tale motivo è saggio generalmente costruire un circuito di prova usando piedini a pressione, prese volanti, ecc. Disporre tale circuiteria è un problema se si ha a che fare con altre frequenze, i terminali devono essere corti e d'altra parte ci vuole abbastanza spazio per tutti i componenti e per installare il tutto in modo tale da poter fare qualsiasi variazione che si renda nacessaria.

Ci sono forse mezza dozzina di schede perforate che potete usare ed almeno tre diverse misure dei forellini assieme agli opportuni piedini di montaggio. Dovreste standardizzare i vostri circuiti su due diversi tipi di schede perforate: uno con fori da 1 mm spaziati a 2,5 mm e l'altro con fori da 1,5 mm spaziati a 4,5 mm. Il primo è migliore per l'uso con componenti IC come il DIP (dual in line pin). I piedini regolari dei DIP possono essere montati direttamente sulla scheda ed i piedini di montaggio tipo Vector T42-1 possono essere premuti direttamente nei fori per montare i componenti discreti.

C'è pure un piedino per wirewrap tipo T-46-1. La scheda con i fori più grandi è migliore con i circuiti di potenza. Il terminale con dimensioni tipo T28-1 è progettato per l'uso con questo tipo di scheda. I vostri reguisiti per questo tipo di scheda saranno molto inferiori che quelli per il materiale con i fori da 1 mm.

Almeno due file di fori *devono* essere lasciate come interspazio tra due elementi IC. Inserite alcuni componenti IC tipici in zoccoli e provateli su qualche scheda per determinare le spaziature, prima del montaggio definitivo. Controllate, allo stesso modo, la spaziatura retro-contro-retro. Ricordate che sono indispensabili terminali *corti*, ma non così tanto da *non poterci* lavorare. Ricordate anche che un condensatore di bypass da 0,1F e richiesto per ogni sei unità IC che installate, in special modo se lavorate in logica TTL.

I piedini per i fori da 1 mm nominale nella scheda hanno dimensioni nominali di 0,042" (0,1 cm) e per la scheda da 1,5 mm., 0,063" (0,16 cm). L'autore ha usato pin Molex per il montaggio di IC, anche se il loro impiego è migliore in circuiti stampati, dove si possono saldare le connessioni. Essi possono essere montati adiacenti ai terminali T42-1. Il primo modello di qualsiasi configurazione di prova è meglio assemblarlo un pezzo alla volta su schede separate. Come le diverse sezioni lavorano in modo corretto trasferitele su un unica scheda perforata interfacciando con sezioni precedentemente progettate e precedentemente controllate. Poi potete pensare di fare un circuito stampato al suo posto. Per una singola copia potete mettere il liquido resistente all'azione chimica direttamente sulla scheda, per molte copie potete usare tecniche fotografiche o serigrafiche. Ogni metodo è comunque un'arte e può darvi molto lavoro prima di ottenere risultati soddisfacenti.

Potete fare modifiche in una o più unità sopra descritte ma dovreste osservare che i circuiti usati sono convenzionali. Gli schemi circuitali che sono forniti dovrebbero aiutarvi a capire come funziona l'unità. Anche se non avete fatto molto assemblaggio elettronico, questi dispositivi e circuiti insieme dovrebbero mettervi in grado di maneggiare questi semplici strumenti elettronici con relativa facilità. Si raccomanda vivamente di assemblare un oscilloscopio dato che le istruzioni ed i suggerimenti forniti si dimostreranno utilissimi alla persona priva di esperienza.

APPENDICE C

STRUMENTI STANDARD E COMPONENTI UTILI

In aggiunta alle varie configurazioni circuitali descritte nell'Appendice B, troverete d'aiuto avere un certo numero di altri strumenti che sono in commercio anche in forma di kit. Per necessità ci si limiterà alla discussione di quei casi in cui è stato possibile esaminare le specifiche fornite.

L'OSCILLOSCOPIO

È uno dei più importanti strumenti di laboratorio. Se volete comprarne uno si raccomanda uno Hewlett-Packard, oppure un Tektronix, in quanto sono eccellenti modelli. Sono però anche molto costosi. Comunque anche in caso di oscilloscopi in forma di kit, assicuratevi che le specifiche siano le più possibili simili alle seguenti:

1. Amplificatore verticale:

Massima sensibilità	1 mV/cm è desiderabile.
Minima sensibilità:	almeno 10V/cm (può essere ottenuta con usa sonda a 10 X).
Minima frequenza:	fino alla cc.
Massima frequenza:	fino ad almeno 3 MHz, non più di 3 dB di tolleranza; per lavori su computer è meglio i 10 MHz (potete aggiungere un 10 X di guadagno con un amplificatore operazionale, ma con perdita di frequenza superiore in taluni strumenti).
Taratura:	Sia variabile che a gradino. È desiderabile la calibratura verticale.

2. Amplificatore orizzontale
   a. Per le misure di scostamento di fase e per misure di Lissajous dovrebbe essere identico all'amplificatore verticale.
   b. Amplificatore orizzontale di compromesso.
      Massima sensibilità: 100 mV/cm
      Minima sensibilità: 10 V/cm
      Minima frequenza: alla cc
      Massima frequenza: almeno 1 MHz
      Controllo della sensibilità: variabile e calibrato

3. Generatore di Sweep

Periodo di Sweep:	da 0,1 sec./sweep fino a 2 μsec/sweep in range di 10 con incrementi continui o a gradino.
Linearità:	è bene che la larghezza di ogni ciclo di un segnale, pari a 10 cicli ai capi dello schermo, sia uniforme sotto il 10%.

4. Caratteristiche generali
   a. Entrambi gli amplificatori devono essere provvisti di controlli di stabilità bilanciati per assicurare che il punto luminoso possa essere posto e mantenuto a meno di 1 mm dopo un periodo di riscaldamento di 10 min.
   b. Deve essere fornito un pulsante di reset per la sweep.
   c. È opportuno un avanzamento della sweep.
   d. Amplificatori duali d'ingresso per la sweep verticale.
   e. Il fuoco, l'intensità ed il controllo di astigmatismo devono funzionare propriamente.
   f. Il blocco della sweep deve essere reale con deboli segnali d'ingresso.

Qualsiasi oscilloscopio abbiate, leggete attentamente le specifiche.

VOLT-OHM MILLIAMPEROMETRO

Uno strumento analogico di questo tipo è utile specie se potete permettervi un multimetro digitale tipo Keithley 177 o 178 dato che è in genere più versatile e più compatto. È pure più indipendente dallo stato di carica delle batterie. Il minimo voltaggio di scala per un vom può essere fino a 0,3 - 0,6 V. Il suo massimo è attorno a 1 kV. Multimetri digitali possono aversi con sensibilità a fondo scala da 200 mV a 2 kV, ma la maggior parte delle unità a basso costo l'hanno attorno ai 2 V a fondo scala. Dovete generalmente calibrarli.

OSCILLATORI AUDIO

Ci sono parecchie scelte con tali strumenti. Un tipo è lo Heath IG 5282 con alimentatore tipo 5280-1. Un'altro tipo è lo EXAR modello 2206 KB, che include una scheda pc e molti altri componenti ma che non include un pannello calibrato, necessari interruttori e elementi per la selezione della frequenza e l'alimentatore. La taratura viene eseguita o controllata con un contatore di frequenza ma funziona bene anche la tecnica delle figure di Lissajous. Il paragone con una frequenza ottenuta da un divisore a cristallo può essere efficace specie quando si può avere una divisione per due o per cinque in aggiunta a quella per dieci. Ponete la frequenza di confronto sul divisore e sintonizzate l'oscillatore fino a eguagliare. (Le frequenze da 10 Hz fino a 1 MHz si tarano in questo modo). L'esperienza che si acquista è molto utile.

GENERATORI DI SEGNALE E CONTATORI DI FREQUENZA

La taratura alle alte frequenza, così come le prove a quelle frequenze, sono significativamente agevolate da un generatore di segnale ad rf ancor più con un contatore di frequenza. I generatori hanno uscite da circa 100 kHz a 100 MHz e con scale basate sul tipo Fairchild 11C90, i contatori possono funzionare fino almeno a 500 MHz.

L'attenta taratura delle bobine d'alta frequenza e dei circuiti associati è fondamentale per la calibrazione di queste unità se si vuole che si adattino alle scale provviste con gli strumenti. Sia le induttanze che le capacità devono essere "trimmate" molto attentamente ed anche i conduttori devono essere posti in punti precisi. È meglio aggiustare l'induttanza a circa il 20% meno della massima capacità e la capacità a circa 5% oltre il valore minimo. Ciò porterà alla migliore taratura.

Dato che la conoscenza della frequenza è importante occorre molta attenzione. L'uso di un contatore di frequenza e di misura del tempo è sempre più importante. Ne avrete bisogno certamente nei vostri esperimenti. Essi sono tuttavia piuttosto costosi.

ULTERIORI NOTE SUGLI ALIMENTATORI

Può sembrare fuori luogo parlare ancora e riferirci agli alimentatori ma essi sono un requisito continuo sia per costruire strumenti di prova che in tutte le periferiche di computer. Alcuni strumenti

hanno alimentatori incorporati alcuni no. il RECTI-REGER ed il RECTI-REG 2 sono progetti di alimentatori multi-purpose particolarmente utili.

In molti alimentatori è conveniente porre dei diodi ai capi dell'uscita del regolatore ed i terminali ingresso-uscita sul regolatore stesso per proteggerli contro le tensioni inverse. Nel funzionamento normale il diodo non ha alcun effetto, conduce solo se la tensione applicata s'inverte a causa di un guasto sul lato dell'ingresso. Sono fondamentali se il condensatore di uscita è più grande di 1 μF.

COMPONENTI DISCRETI

È utile avere un piccolo stock di componenti discreti. Si possono comperare a poche unità per volta. Inoltre dovreste scrivere perchè vi mandino cataloghi. La seguente lista si basa su tale approccio.

Avrete bisogno di almeno 1 o 2 schede senza saldature ed una montata su un qualche tipo di chassis in modo da permettervi di installare circuiti rapidamente. Con questo in mente l'autore suggerisce che la scheda montata sia attaccata a prese usate come punto di alimentazione su due lati del tavolo. Se voi avete a che fare con due tensioni e la massa, connettete il circuito più interno a ciascun lato verso massa. Se avete più di due tensioni e la massa i punti alimentati che si trovano più interni al circuito sono quelli a tensione più bassa, i più esterni a tensione più alta, con un lato positivo e un lato negativo dello chassis. In questo caso occorre una massa indipendente. Un interruttore a doppio effetto serve per spostare una linea da "tensione" a massa.

Correttamente impiegate e cablate queste schede sono insostituibili. L'autore ha cablato su una di esse un tester per ROM con ottimi risultati.

La seguente lista è solo orientativa in quanto non si sa quali componenti potrete usare. Alcuni componenti non sono nemmeno inclusi come per esempio le resistenze tra 0 e 0,75 Ω. Ne avrete bisogno per alcuni shunt in misure di corrente.

1. Resistenze $^1/_4$ Watt, (da 5 a 10 per tipo).

1 Ω	2,2 Ω	4,7 Ω
10 Ω	22 Ω	47 Ω
100 Ω	220 Ω	470 Ω
1 K Ω	2,2 K Ω	4,7 K Ω
10 K Ω	22 K Ω	47 K Ω
100 K Ω	220 K Ω	470 K Ω
1 M Ω	2,2 M Ω	4,7 M Ω
10 M Ω	22 M Ω	

2. Condensatori ceramici, 50 V (da 5 a 10 per tipo).

100 pF	220 pF	470 pF
1000 pF	2200 pF	4700 pF
0,01 μF	0,002 μF	0,047 μF
0,1 μF	0,22 μF	0,47 μF

3. Condensatori elettrolitici 35 V (5 per tipo).

1 μF	2,2 μF	4,7 μF
10 μF	22 μF	47 μF
100 μF	220 μF	470 μF

4. Condensatori elettrolitici 25 V (5 per tipo). Potete avere bisogno di più alti valori ma in questo caso compratene pezzo per pezzo.

1000 μF 2200 μF

5. Potenziometri (5 per ogni tipo). Potete aver bisogno di 500, 1000, 10000 Ω ed altri valori ma comprateli al bisogno.

5000 Ω lineari	50.000 Ω lineari
5000 Ω audio taper	50.000 Ω audio taper

6. Scheda circuitale 2 o 5 pezzi per ogni dimensione.

Vector 64P44-062EP o equivalente

7. Piedini di montaggio per componenti.
   Vector T42-1 o equivalente (100 pezzi minimo)
   Vector T-46 o equivalente.
8. Scheda senza saldature (due diverse misure di schede).
9. "Cavo" d'alimentazione a 5 vie bianco. giallo, blu, verde, rosso e nero (da 10 a 25 per ogni colore).
10. Relè (vari con 6V, 12V, 115V ca).
11. Switch (5 per ognuno almeno).*
    spst, 3 amp (subminiatura)
    spdt, on-on, 3 amp
    dpdt, on-off-on, 3 amp
    spdt, on-off-on, 3 amp
    dpst, 3 amp
    dpdt, on-on, 3 amp
12. Switch rotante (un minimo di 3 per ognuno)
    Unipolare 12 vie, non cortocircuitanti
    Unipolare 12 vie, cortocircuitanti
    Bipolare 6 vie, non cortocircuitanti
    Bipolare 6 vie, cortocircuitanti
    Tripolari 3 vie, noncortocircuitanti
13. Manopole (un assortimento adatto a potenziometri e interruttori).
14. Strumenti in cc (da 2 a 5 pezzi per ognuno)
    200 micro A, fondo scala
    100-0-100 microA, ciascun lato del centro a fondo scala
    50 microA, fondo scala
    1 A fondo scala
15. Cabinet per strumenti di varie misure
16. Contenitori per strumenti di varie misure
17. Hardware vario quale: viti, dadi, rosette, anelli, ecc.
18. I seguenti dispositivi a semiconduttore sono suggeriti solo perchè facili da reperire.
    a. transistori bipolari npn al silicio
       2N2222, 10 a 25 pezzi
       2N3055, 5 a 10 pezzi
    b. transistori bipolari npn al germanio
       RS2001 o equivalente, 10 pezzi
    c. tr. bip. pnp silicio
       2N2907, 10 a 25 pezzi
       MJE2955 o equivalente, 5 a 10 pezzi
    d. tr. bip. pnp germanio
       RS2003 o equivalente, 10 pezzi
    e. FET canale n
       RS2028 o equivalente, 5 pezzi
       RE2036 o equivalente, 5 pezzi
    f. FET canale p
       RS2037 o equivalente, 5 pezzi
    g. Diodi al silicio per segnale
       1N914 almeno 25 pezzi
    h. raddrizzatori
       110 V, ponte, 276-1152 o equivalente, 5 ciascuno
       220 V, 276-1102 o equivalente, 10 ciascuno
       1000 V, 276-1114 o equivalente 5 ciascuno.

I prefissi RS e 276 sono per Radio Shack e il prefisso MJE è per la Motorola.

* spst: single-pole, single throw (unipolare ad una via)
spdt: single-pole, double throw (unipolare a due vie)
dpst: double-pole, single throw (bipolare ad una via)
dpdt: double-pole, double throw (bipolare a due vie).

APPENDICE D

ESPERIMENTI UTILI ADDIZIONALI

Gli esperimenti presentati nella maggior parte dei casi sono importanti per far capire come funzionano i dispositivi allo stato solido. Ci sono altri esperimenti che possono mostrarvi alcuni importanti considerazioni quando usate questi dispositivi. Alcuni principi informativi che devono essere dimostrati sono descritti in dettaglio nei prossimi paragrafi. Dopo di che viene descritto l'esperimento dettagliato.

EFFETTI DI "COLPO INDUTTIVO"

L'effetto è importante in quanto mostra la grandezza della tensione che si può sviluppare all'interruzione di corrente in una induttanza. Questa è una preoccupazione notevole per chi lavora con dispositivi allo stato solido in quanto le tensioni generate da questo "colpo" può provocare guasti alle apparecchiature.

Quando un circuito che include un induttore o un avvolgimento di trasformatore viene connesso alla sorgente di corrente continua in modo che una corrente comincia a fluire, essa aumenta lentamente, Ciò perchè l'aumento di corrente è ostacolato dal campo magnetico pure in aumento all'interno dell'induttore. La tensione totale è limitata a quella applicata al circuito. Quando si interrompe il circuito bruscamente comunque la situazione è molto diversa. In questo caso non c'è più la limitazione della tensione ai capi dell'induttore, ed il campo magnetico risultante dal flusso di corrente cerca di prevenire l'interruzione di quella corrente; il risultato è la generazione di una tensione altissima.

L'esperimento che farete dimostrerà questa alta tensione attraverso l'uso di una piccola lampada al neon che si accenderà quando il circuito induttore si apre, Fig. D-1. Non succederà nulla quando l'interruttore è chiuso ma ogni volta che voi rilasciate l'interruttore con l'induttore nel circuito la lampada si accenderà momentaneamente. Con una resistenza al posto dell'induttore non succede niente. La batteria che userete per accendere la lampada è una batteria da 1,5 V tipo D.

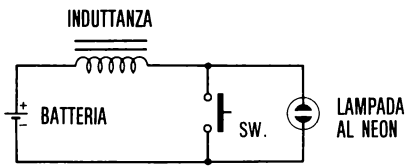


Fig. D-1. Circuito di prova del colpo induttivo.

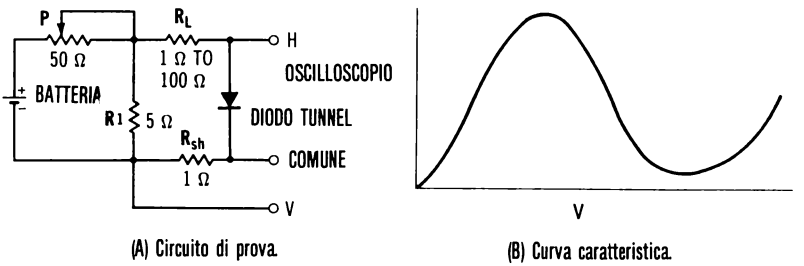
COLLAUDO DEI DIODI TUNNEL O ESAKI

Le caratteristiche generali del diodo tunnel sono già state trattate nel Capitolo 2. Quello che dovete fare ora è trovare il modo efficace per mostrare le proprietà di questi dispositivi singolari. Non è sufficiente verificare che questo dispositivo presenta caratteristiche che possono essere chiamate "immittenza negativa" (in questo caso, ammettenza negativa). È importante mostrare non solo questa

proprietà, ma come varia con condizioni operative perchè il comportamento sia veramente confermato. Per fare ciò, è importante variare l'impedenza si sorgente effettiva del circuito che alimenta il diodo tunnel in modo che possa essere rivelata la caratteristica di commutazione e che possa essere misurata la conduttanza negativa massima.

Se si desidera esaminare la curva caratteristica del diodo tunnel nella sua totalità, è essenziale che la tensione di prova applicata al diodo abbia un'impedenza effettiva estremamente piccola. Altrimenti avverrà la commutazione. La forma tipica della curva per un diodo tunnel è mostrata nella Fig. D-2, insieme ad un circuito che può essere usato per provare il dispositivo.

In questo circuito è applicato al dispositivo un segnale in ca raddrizzato attraverso un divisore di tensione ed una resistenza variabile. Il divisore di tensione è del tipo mostrato nella Fig. D-2. La



(A) Circuito di prova. (B) Curva caratteristica.

Fig. D-2. Il diodo tunnel.

funzione della resistenza variabile è quella di controllare l'ambiente operativo del diodo stesso. Troverete che quando usate valori di resistenza molto piccoli per RL, il vostro oscilloscopio tracciera la curva caratteristica completa del dispositivo. Comunque, quando questa resistenza è aumentata, è raggiunto un punto dove la pendenza della linea di resistenza di carico è proprio tangente alla curva caratteristica del diodo al suo punto più negativo. *Questo è il punto di inizio dell'oscillazione.* Quando la resistenza è ulteriormente aumentata, risulterà una oscillazione di ampiezza più grande oppure, in assenza di un circuito accordato, avverrà la commutazione. Quando questa condizione è raggiunta (nell'assenza di un circuito accordato) sparirà il centro della sezione negativa della curva caratteristica. Quando la resistenza è ulteriormente aumentata, sparirà sempre più questa sezione. Quando il valore di resistenza in serie è aumentato sufficientemente, tutta la sezione a pendenza negativa dovrà essere sparita e la commutazione avverrà allora come indicato nella Fig. D-3. Qui, la corrente si alza al crescere della tensione fino a che la pendenza della curva caratteristica si adatterà alla pendenza della

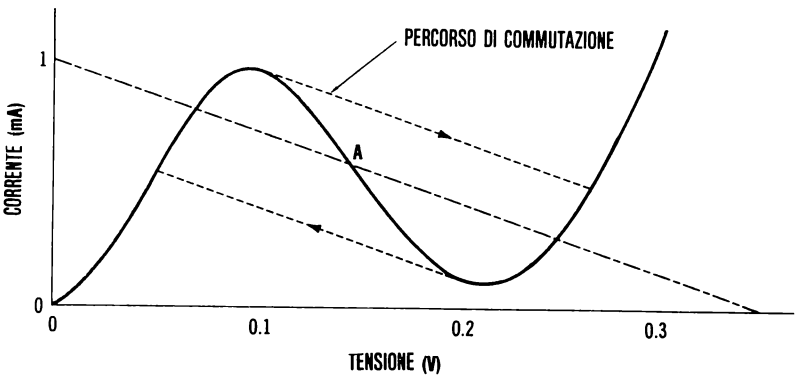
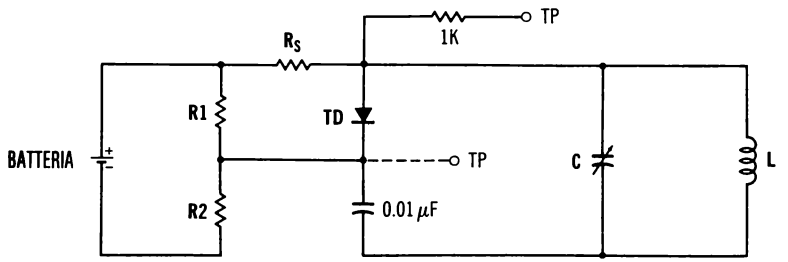


Fig. D-3. Caratteristiche di commutazione del diodo tunnel.

linea di carico; a quel punto, il passaggio al segmento superiore della curva avviene essenzialmente in modo estantaneo. Da questo punto, la tensione e la corrente, entrambe si eleveranno lungo il segmento positivo più alto della curva caratteristica.

Quando la tensione inizia a diminuire, la tensione al diodo seguirà lungo il segmento positivo più alto fino a che la tensione è abbastanza bassa che la linea di carico è di nuovo tangente alla curva caratteristica del dispositivo, ma all'estremità ad alta tensione ed a bassa corrente del segmento a pendenza negativa della curva caratteristica. A questo punto, il funzionamento "scatterà" all'intersezione con il segmento a pendenza positiva più basso e continuerà. Il ciclo continua e si ripete continuamente.

Quando un circuito accordato è collegato correttamente in un circuito con un diodo tunnel propriamente polarizzato come nella Fig. D-4, la combinazione oscillerà alla frequenza risonante condotta appropriata. Dal momento in cui il diodo tunnel si avvicina alla sua regione di conduttanza negativa passando attraverso una regione a pendenza zero (oppure una conduttanza zero) che è rappresentata da una variazione di corrente zero per una variazione di tensione finita, è un dispositivo a conduttanza negativa (oppure un dispositivo ad ammettenza negativa). Ciò significa che è capace di eliminare un certo ammontare di conduttanza positiva. Un circuito accordato usato con esso deve avere meno di quell'ammontare di conduttanza positiva se deve essere fatto oscillare dal diodo tunnel.



* SCEGLIETE I VALORI DESIDERATI PER L E C.

Fig. D-4. Oscillatore a diodo tunnel.

Se il circuito deve essere fatto funzionare ad una frequenza soltanto, dovrebbe avere più del valore minimo di conduttanza per tutte le frequenze eccetto quella che sarà scelta dal circuito accordato. Solo un circuito accordato parallelo ha questa proprietà.
Quindi è questo circuito che deve essere usato con il diodo tunnel nella formazione di un oscillatore, ed il circuito deve essere scelto in modo tale che la sua conduttanza positiva minima sia inferiore del valore negativo disponibile dal diodo.

Sfortunatamente non è possibile variare la grandezza dell'ammettenza negativa massima per un dato diodo, con il risultato che l'ammontare di controllo disponibile è piuttosto limitato per un dato diodo. (Comunque, si può scegliere un diodo differente). Si può ottenere una qualche variazione spostando il punto di polarizzazione statica ad uno che ha una grandezza di conduttanza negativa netta più bassa, ma ciò tende ad aumentare il contenuto (residuo) di distorsione, particolarmente la seconda armonica. Può essere usata una resistenza in parallelo per aumentare la conduttanza positiva del circuito accordato, riducendo perciò l'ampiezza di oscillazione e dando un modo per stimare la conduttanza negativa del diodo oppure la conduttanza positiva per il circuito accordato. Poichè la tecnica è un po' difficile da usare e non troppo affidabile, non è d'uso comune.

Una delle proprietà interessanti del diodo tunnel è il fatto che, nella direzione inversa, la corrente aumenta in modo estremamente rapido con la tensione, perciò più significativamente che nella direzione diretta del diodo oppure nella direzione diretta per un corrispondente diodo convenzionale. Questa proprietà è importante per due modi. Primo, significa che questi diodi possono essere usati in

rivelatori ed in variatori di frequenza con livelli di segnale di ingresso ridotti in modo significativo e, secondo, la conduttività di piccolo segnale nella direzione inversa è alta ad un dato livello di corrente e varia anche rapidamente con un segnale applicato e polarizzazione minima. Questo fenomeno è usato in dispositivi conosciuti come *diodi inversi (backward diodes)*, in quanto hanno le proprietà di un diodo tunnel nella direzione in avanti ma assorbono pochissima corrente, ed hanno l'aumento rapido nella corrente nella direzione inversa, il che è tipico dei diodi tunnel. Questo apparente comportamento opposto al normale è il motivo per cui è stato dato il nome di "backward diode".

Possibilmente la proprietà più importante richiesta nei rivelatori a diodi e variatori di frequenza a diodi è una velocità massima di variazione di conduttanza per unità di corrente nel dispositivo per un minimo dei livelli di tensione statica e polarizzazione di corrente. Quando esiste questa condizione, allora, potenzialmente esistono per un dispositivo, le condizioni di massimo rapporto segnale-rumore. Anche la capacità di giunzione è significativa in quanto interessa la cifra di merito per il dispositivo. Il diodo inverso (backward diode) ha un piccolo massimo e una valle nella corrente della direzione diretta, ma tipicamente, la corrente al massimo dimostrerà d'essere meno di 50 μA, molto meno di quella per il normale diodo tunnel.

È risultata difficile la polarizzazione del diodo convenzionale in una regione avente una velocità di variazione massima di conduttanza. Stabilizzare la tensione per un mixer è più semplice che per un rivelatore quadratico, poichè la corrente tende a stabilire una media ad un valore costante e sposta il punto di funzionamento quando un segnale è applicato senza una condizione di iniezione ad oscillatore locale pure esistente. Questo spostamento del punto di funzionamento può condurre alla rivelazione non lineare. La polarizzazione grandemente ridotta che è richiesta con i diodi inversi (backward diode) può condurre a caratteristiche di rivelazione migliori, includenti meno "clipping" (tosatura) centrale quando l'ampiezza del segnale è piccola.

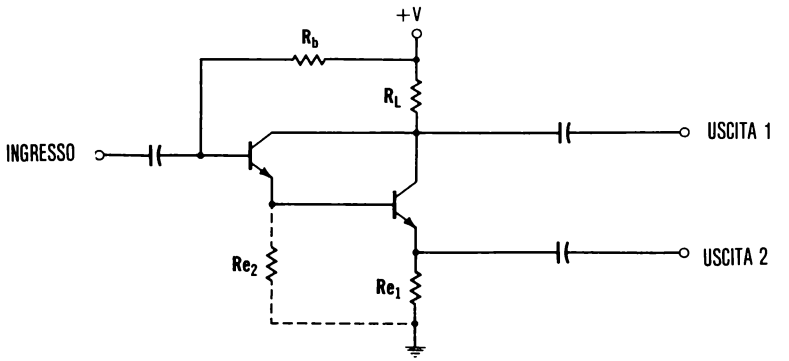
Come è stato notato nel Capitolo 2, ci sono anche dei dispositivi a resistenza negativa. Con questi dispositivi, l'aumento di corrente conduce ad una regione di aumento con nessuna variazione di tensione, seguito da una regione con diminuzione di tensione con un ulteriore aumento in corrente. In altre parole, questi dispositivi attraversano una regione di "resistenza zero" nel passaggio della resistenza positiva alla resistenza negativa. Perciò, questi dispositivi possono eliminare la resistenza positiva e dovrebbero essere usati con circuiti accordati che mostrano un minimo di resistenza quando accordati alla risonanza. Questa frequenza di risonanza è la frequenza alla quale la resistenza e l'impedenza sono tutte e due minime. Il circuito accordato in serie è richiesto per questo dispositivo a resistenza negativa nello sviluppo di un oscillatore. Troverete interessante che un diodo a interruttore risponda in questo modo.

AMPLIFICATORE AD ACCOPPIAMENTO DI EMETTITORE

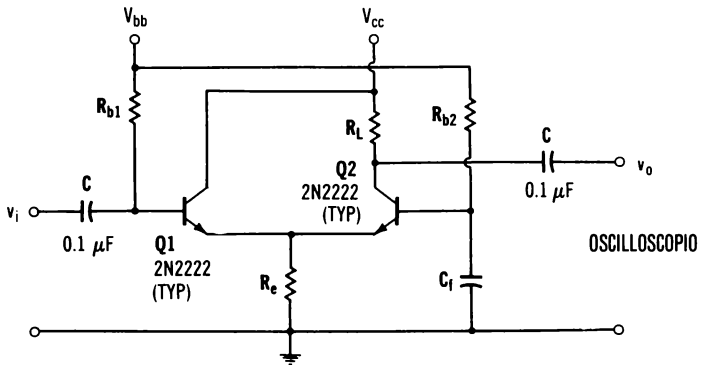
Un circuito che risale ai tempi del tubo elettronico e che si è dimostrato molto utile è l'amplificatore ad accoppiamento di emettitore. Tecnicamente, ci sono due forme di questi circuito, tutte e due comunemente usate con i collegamenti elettrici discreti. Il primo di questi circuiti usa un transistore come un inseguitore (follower) di emettitore per far funzionare un altro come un amplificatore ad emettitore comune convenzionale. (Questo è fondamentalmente la coppia Darlington). Il secondo usa i due dispositivi con i loro emettitori accoppiati insieme come un mezzo per trasferire il segnale dal primo stadio al secondo. Il nostro principale interesse qui è ora con la seconda configurazione, siccome il circuito Darlington sarà trattato in un paragrafo successivo. Le configurazioni dei circuiti per entrambi questi circuiti sono mostrati nella Fig. D-5.

L'amplificatore ad accoppiamento di emettitore usa il primo transistore (Q1) come un inseguitore di emettitore. È direttamente collegato ad un amplificatore a base comune (Q2) per mezzo di un collegamento emettitore comune.

Questa configurazione comune ha alta sensibilità intrinseca ed una grande larghezza di banda, sebbene il suo guadagno globale tenderà ad essere più basso di quello di un Darlington. L'amplificazione dalla base all'emettitore per il transistore Q1 può estendersi da circa zero a circa l'unità, ma avrà



(A) Configurazione della coppia Darlington.



(B) Configurazione a connessione di emettitore.

Fig. D-5. Circuiti ad accoppiamento di emettitore.

un valore massimo tra 0,3 e 0,5 dove le correnti di collettore nei due dispositivi sono approssimativamente uguali. La transconduttanza effettiva approssimata dall'ingresso del primo stadio all'uscita del secondo può essere definita adeguatamente dall'equazione (basata sulla Fig. D-5 B);

$$g_{me} = \frac{g_{m2}\,\sigma\, g_1\, R_e}{1 + (\sigma\, g_1 + \sigma\, g_2)\, R_e} \qquad \text{(Eq. D-1)}$$

$$g_{me} = \frac{\wedge^2 I_{e1}\, I_{c2}\, R_e}{1 + \wedge\, (I_{e1} + I_{c2})\, R_e} \qquad \text{(Eq. D-2)}$$

dove,

gli indici 1 e 2 si riferiscono ai dispositivi 1 e 2;

gli indici e, e c si riferiscono rispettivamente all'emettitore ed al collettore;

Dove I_{c2} è piccolo paragonato a I_{c1}, questo valore ai avvicina a g_{m2}, è probabilmente sia inferiore di 0,5

g_{m2}. (Queste equazioni trascurano l'effetto di alta iniezione). La definizione per sigma g è data dall'equazione:

$$\sigma g_i = g_{ik} + g_{mk} + g_{rk} + g_{ok} \simeq g_{mk} \qquad \text{(Eq. D-3)}$$

dove

l'indice k ha il valore di 1 o 2,

le iniziali i, m, r ed o si riferiscono alle conduttanze d'ingresso, diretta, inversa e d'uscita.

La forma semplificata si rivolge in particolare al transistore a beta alto.

Se, in questa equazione il valore di R_e è sufficientemente grande così che l'"unità" nel denominatore può essere trascurata, ed i valori di I_{e1} e I_{c2} sono più o meno uguali, allora la transconduttanza globale al secondo stadio sarà più o meno la metà del valore nominale per entrambi i dispositivi. Inoltre, quando una corrente aumenta, l'altra diminuirà, conducendo ad un valore quasi costante per il deniminatore. Sotto queste condizioni, per piccole variazioni di corrente, anche il prodotto nel numeratore sarà relativamente costante e risulterà un circuito quasi lineare, con una transconduttanza piuttosto costante. Comunque questa regione lineare è di limitata estensione, in quanto il termine di correzione della formula $(1 - \Delta^2)$ appare nel numeratore come una conseguenza del prodotto $I_{e1} \times I_{c2}$ e questo conduce ad una graduale riduzione di transconduttanza quando le correnti variano dal punto di equilibrio. Questa variazione è ideale per l'uso con oscillatori.

Dove è richiesto un alto grado di non linearità, allora il valore di R_e dovrebbe essere scelto piccolo in modo che il termine a denominatore abbia un valore che non superi "due". Le correnti possono anche essere regolate in modo che non siano equilibrate, per esempio, rendendo la corrente nel secondo dispositivo più grande che nel primo. Questa combinazione dà una configurazione che funzionerà piuttosto bene come mixer o come modulatore. (Comunque, questo non assicurerà che otterrete la modulazione lineare). Quando esiste questo squilibrio, la transconduttanza è una grande funzione di Δ, dove Δ è la variazione incrementale di transconduttanza dal punto di funzionamento statico.

L'AMPLIFICATORE CASCODE

Questa è una versione di un circuito (Fig. D-6) che è stato usato estensivamente come amplificatore d'ingresso per i ricevitori radio e radar. In teoria ha una cifra di rumore un po' più bassa degli altri circuiti comunemente usati. (Sia i circuiti a base comune che quelli ad accoppiamento di emettitore sono altrettanto buoni per questa funzione). L'amplificatore cascode ha un'alta stabilità intrinseca ed un guadagno di tensione globale un po' più alto di un amplificatore ad accoppiamento di emettitore,

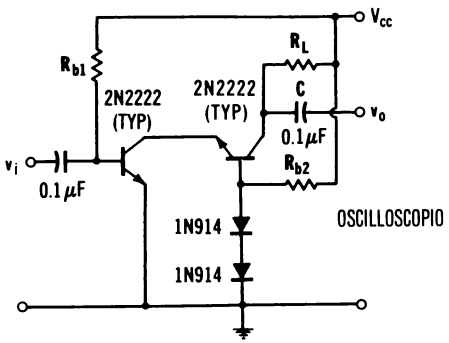


Fig. D-6. Schema elettrico di un amplificatore a transistori del tipo cascode.

siccome il guadagno del primo stadio è infatti l'unità quando le correnti di dispositivo sono uguali. (La forma più semplice di questo circuito funziona di preferenza con correnti uguali nei due dispositivi). Ha un'impedenza d'ingresso più bassa alla base del primo dispositivo a causa della configurazione ad emettitore comune usata ed il fatto che il secondo dispositivo agisce come un carico di collettore per il primo.

L'amplificatore cascode può essere usato tanto come mixer che come amplificatore, introducendo un segnale di oscillatore locale nella base normalmente "messa a massa" per il secondo transistore. Questo transistore deve essere polarizzato in modo sufficiente sopra la massa così che il transistore d'ingresso può amplificare ed introdurre un segnale nel transistore di uscita, ma, come è stato notato molte volte, può essere richiesto solo un volt per questo scopo.

L'amplificatore cascode può anche essere usato come elemento fondamentale di un oscillatore, ma il circuito di selezione della frequenza usato con esso deve fornire l'inversione di fase. Ciò significa che dovrebbe essere usato o con la configurazione Hartley oppure Colpitts, dove un circuito accordato con prese è usato con l'ingresso accoppiato ad una estremità e l'uscita all'altra. Normalmente è usato solo un transistore singolo con tutti e due i circuiti fondamentali, ma ci sono alcuni vantaggi potenziali all'uso di un circuito cascode, particolarmente ad alte frequenze.

L'AMPLIFICATORE DARLINGTON

Questo amplificatore, come notato precedentemente, è costruito da due transistori, collegati in modo che l'emettitore del primo transistore introduce un segnale nella base del secondo transistore. I collettori di entrambi sono spesso collegati insieme. Entrambi i transistori sono del tipo pnp oppure npn. Questa configurazione può avere guadagni di corrente molto alti, in una gamma da 1.000 fino a 25.000 o più, con stabilità. Per questo motivo, è ideale per l'uso come invertitore di fase a carico diviso. Le correnti di collettore per tutte e due i dispositivi scorrono attraverso il carico di collettore, come può essere visto nella Fig. D-7. Poi virtualmente entrambe le correnti di emettitore scorrono pienamente attraverso i carichi di emettitore e di collettore, conducendo ad una tensione di uscita equilibrata. Solo una frazione molto piccola pari all'1% della corrente può tipicamente contribuire a squilibrare questo circuito, dal momento che, da 0,5% a parecchi per cento si possono ottenere con un transistore singolo.

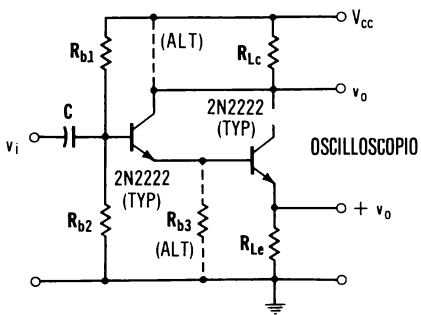


Fig. D-7. Un invertitore di fase a carico diviso Darlington.

Fino a quando il transistore d'ingresso è polarizzato in modo da assorbire della corrente di base in funzionamento normale, la configurazione Darlington funziona efficacemente senza nessun problema. Comunque, se il primo dispositivo è polarizzato in una condizione "off", la corrente di dispersione I_c che scorre attraverso esso dal collettore all'emettitore permette di assorbire corrente al secondo dispositivo, ed il controllo del dispositivo di uscita va perso.

Ciò può essere prontamente corretto ponendo un resistore dalla combinata connessione base-emettitore al ritorno di emettitore per il secondo dispositivo. Questa resistenza dovrebbe essere abbastanza piccola da assicurare che la polarizzazione di base sul dispositivo di uscita gli impedisca di assorbire una significativa corrente di uscita. Con un transistore al silicio, la tensione sulla base del transistore di uscita dovrebbe essere meno di 0,4 volt rispetto al suo emettitore quando è desiderata l'interruzione.

La struttura Darlington ha la maggior parte dei vantaggi dell'emitter follower puro (insieme ai suoi svantaggi) quali impedenza d'ingresso nominale estremamente alta, impedenza di uscita molto bassa all'emettitore di uscita guadagno di tensione quasi esattamente unitario, guadagno di corrente molto alto, ecc. Naturalmente, può mostrare più del guadagno unitario al collettore di uscita se l'impedenza di carico in quel punto è scelta per introdurre questa condizione e, quando è usata in questo modo potrebbe non trarre tanto vantaggio dall'amplificatore semplice quanto potrebbe essere desiderabile. Con i collettori delle due sezioni collegati insieme, il caricamento capacitivo ad effetto di Miller dall'uscita all'ingresso può essere severo.

Dove è richiesto un guadagno significativo con minimo effetto Miller, il collettore del primo dispositivo dovrebbe essere collegato direttamente all'alimentazione ed il carico soltanto nello stadio di uscita. Quando si fa questo, la capacità Miller è caricata sull'emettitore del primo stadio invece che della base e può essere meno dannosa. (È possibile polarizzare il transistore d'ingresso alla intedizione di corrente se i segnali d'ingresso sono grandi).

Questa proprietà di auto-interruzione attraverso un immagazzinamento di carica nel condensatore di uscita è incontrata sia con l'emitter follower che con i composti Darlington quando l'impedenza di emettitore è grande e capacitiva. Succede che il condensatore di uscita (e/o il condensatore di interstadio) diventa caricato quando il (i) dispositivo (i) diventa (-no) polarizzato (i) in senso diretto. Il condensatore allora non scarica quando la tensione di segnale diminuisce, ed il (i) dispositivo (i) è (sono) interrotto (i). Il segnale di uscita è perciò controllato dal carico nel condensatore invece del segnale d'ingresso.

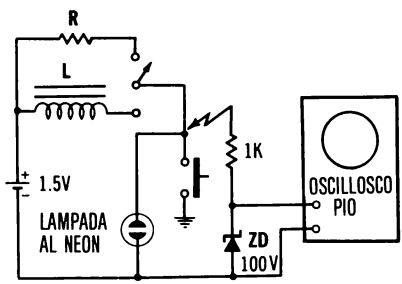
Il controllo di questa condizione richiede l'uso di valori minimi sia per la resistenza di emettitore di uscita (conforme con le caratteristiche operative richieste), che per la resistenza di ritorno di interstadio (per l'emettitore del transistore di uscita). Comunque, questa condizione può essere incompatibile con la grandezza del segnale d'uscita richiesto. L'uso di questi stadi con segnali relativamente piccoli, seguiti da amplificatori con stadi in controfase è chiaramente il modo per evitare il problema.

ESPERIMENTO 1

Esperimento di Colpo Induttivo

Il principio fondamentale del fenomeno del colpo induttivo è già stato spiegato. È usato nei sistemi di accensione per la maggior parte dei motori a benzina.

Fig. D-8. Circuito di prova del colpo induttivo.



Il fenomeno può essere dimostrato dall'uso di un magnete di "commutazione" e dalla interruzione di un flusso di corrente in una bobina (come nella bobina di accensione usata con un motore di automobile). Come osserverete nell'esperimento, il fenomeno di colpo (kick) induttivo non può essere rilevato quando la corrente è interrotta in una resistenza. In questo esperimento, potete usare qualsiasi trasformatore o impedenza di filtro che potreste avere disponibile, un resistore, un interruttore spdt, una lampada al neon (NE-2), ed una batteria a lampo di luce artificiale da 1,5 volt (una cella "C" oppure una cella "D"). Il circuito che deve essere cablato sulla vostra scheda senza saldature mostrato nella Fig. D-8. Il resistore R dovrebbe avere una resistenza tra 2 e 10 Ω.

Passo 1

Cablate il circuito come mostrato nella Fig. D-8, e collegate la lampada al neon (una senza una resistenza di serie interna) ai capi dell'emettitore a pulsante. Poi, preparate l'interruttore spdt in modo che il resistore sia nel circuito.

Passo 2

Premete l'interruttore a pulsante e fatelo scattare. Si illumina la lampada al neon quando il circuito è chiuso? Lo fa quando è aperto? Spiegate.

Qui non c'è energia immagazzinata in un campo magnetico. L'energia sta per essere convertita in calore. Come risultato, non c'è nessun modo in cui l'energia può essere scaricata nella lampada al neon per dissipazione, in una forma che attiverebbe la lampada stessa.

Passo 3

Collegate l'oscilloscopio ai capi della lampada al neon, ma siate sicuri di inserire una resistenza di 1.000 Ω in serie al suo filo d'ingresso. Di nuovo, premete e fate scattare l'interruttore a pulsante, e osservate i risultati. Spiegate ciò che avete trovato.

Quando l'interruttore a pulsante è aperto, c'è una tensione di 1,5 volt ai capi dei morsetti della lampada al neon, che è scura. Quando l'interruttore è premuto, la tensione sparisce. Riappare senza nessun percettibile overshoot (sorpasso) quando il pulsante è nuovamente rilasciato.

Passo 4

Disinserite l'oscilloscopio temporaneamente dal circuito, e cambiate l'interruttore in modo che l'interruttore o l'avvolgimento del trasformatore, invece del resistore, sia in serie con l'interruttore. Premete l'interruttore di nuovo. Tenetelo giù per alcuni secondi e rilasciatelo. Cosa osservate ora?

Questa volta, la lampada al neon si è illuminata quando il pulsante è stato rilasciato. Essa ha dissipato l'energia che era immagazzinata nel campo magnetico dell'interruttore ed, infatti, aveva tentato di generare una tensione alta abbastanza da mantenere per un attimo la corrente. La Fig. D-9 mostra l'impulso di tensione generato dalla bobina di induzione.

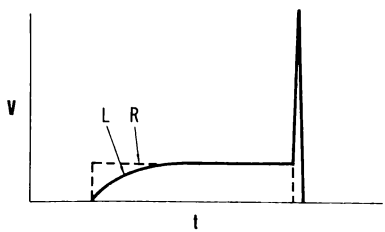


Fig. D-9. Impulso di tensione induttivo di una bobina.

Passo 5

Con la batteria disinserita, ricollegate l'oscilloscopio ai capi dei morsetti dell'interruttore a pulsante usando un resistore in serie per proteggerlo. Il collegamento a zig-zag mostrato nella Fig. D-8 dovrebbe essere fatto nella parte superiore dell'interruttore a pulsante come mostrato nella Fig. D-8. Il diodo zener è usato per limitare la tensione d'ingresso all'oscilloscopio. L'oscilloscopio dovrebbe essere regolato alla sua condizione di sensibilità minima, 50 volt circa per centimetro. Il diodo zener dovrebbe essere approssimativamente da 100 volt. Regolate la velocità di sweep vicino la velocità più bassa in modo che possiate rilasciare l'interruttore a pulsante durante una sweep. Potreste tuttavia dover provare diverse volte prima di ottenere l'impulso di spegnimento proprio dove lo potete vedere bene. La deflessione verticale sarà importante nell'interrompere il circuito, ma non ci sarà quasi nessuna variazione nel fare il circuito Provate e verificatelo. Discutete i risultati.

ESPERIMENTO 2

Collaudo del Diodo Tunnel o Esaki

La prima cosa che dovrete scoprire è la natura della caratteristica dei diodi tunnel, mostrando in particolare la regione a pendenza negativa. La seconda cosa che dovrete scoprire è la natura della immettenza negativa e come può interagire con gli elementi di circuito passivi tipici. (Ricordate, il termine immettenza è usato per rappresentare una impedenza oppure un'ammettenza quando non si desidera specificare quale delle due).

Dovreste essere particolarmente preoccupati di scoprire se il diodo tunnel è un dispositivo di ammettenza negativa o un dispositivo ad immettenza negativa. Ciò può essere stabilito vedendo se l'immettenza diventa negativa passando attraverso una regione di impedenza zero oppure attraverso una regione di ammettenza zero. Lo si può determinare facilmente usando un oscilloscopio per riportare la curva caratteristica totale per il dispositivo e poi analizzando il risultato. Questo può essere ulteriormente verificato esaminando il comportamento del dispositivo quando variate la resistenza di carico parallela o serie associata con il diodo. Un circuito che può essere usato per la prova è mostrato nella Fig. D-10.

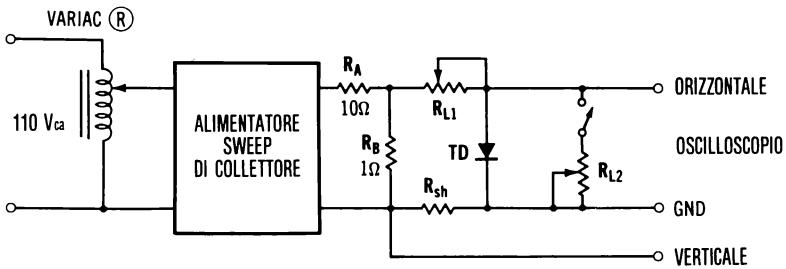


Fig. D-10. Circuito per provare i diodi tunnel.

Passo 1

Cablate il circuito mostrato nella Fig. D-10 sulla vostra scheda senza saldature. Noterete che è fornita una disposizione per aumentare la resistenza in serie nel circuito a diodo e, sono anche forniti un interruttore ed una resistenza variabile per mettere in parallelo un resistore (usato come una

conduttanza) con il diodo. In più, sia i punti di misura della corrente che della tensione sono forniti per l'uso con un oscilloscopio. Una volta ancora, dovete minimizzare l'ammontare di shunt resistivo introdotto per misurare la corrente, siccome dovete essere in grado di controllare attentamente la resistenza in serie totale nel circuito. L'alimentatore di tensione di sweep che avete usato per riportare graficamente le curve caratteristiche del transistore (disposto nella sua gamma di tensione più bassa) dovrebbe essere ideale per l'alimentazione elettrica. Per fare il test sono necessari non più di 2 o 3 volt globali.

Passo 2

Regolate il resistore di carico R_{L1} ad un valore vicino a zero e la tensione di alimentazione elettrica di sweep vicino a zero. Accendete il sistema ed aumentate la tensione lentamente con un trasformatore variabile. Dovete essere sicuri che la corrente totale che scorre attraverso R_A ed R_B sia almeno da 20 a 50 volte la corrente che vi aspettate scorrerà attraverso il diodo tunnel. Ciò è necessario per mantenere l'impedenza di sorgente abbastanza bassa per dare risultati significativi. Un buon valore con molti diodi è di 200 milliampere o più. Ciò manterrà l'impedenza di sorgente piccola abbastanza da non introdurre nessun problema. Se è necessaria più sensibilità di corrente sull'asse verticale, inserite un amplificatore operazionale che abbia un guadagno tra 10 e 100. La resistenza misuratrice di corrente deve essere tanto più piccola possibile.

Aumentate lentamente la tensione di alimentazione e osservate la traccia che si sviluppa sull'oscilloscopio. Descrivete cosa succede quando la tensione aumenta da 1 a 2 volt e cosa succede quando viene aumentata ulteriormente.

Quando la tensione supera i 100 millivolt, la curva caratteristica sarà invisibile oppure sarà spostata verso il basso, a secondo della resistenza totale nel circuito. Quando aumenta a 0,5 volt o più, sta aumentando una volta ancora ad una velocità rapida. La regione di particolare interesse per noi è quella in cui la corrente diminuisce con l'aumentare della tensione.

Passo 3

Regolate la tensione massima dall'alimetazione elettrica in modo che i segmenti positivi della curva caratteristica siano più o meno uguali in altezza ed in modo che il segmento in mezzo (avente la pendenza inversa) sia chiaramente visibile.

Con queste condizioni, la resistenza di sorgente totale per il diodo, che è approssimativamente la somma di R_B, R_{L1} e R_{sh}, è troppo piccola per condurre alla commutazione. La linea di carico spazzola avanti e indietro lungo questa curva quando la tensione di alimentazione fuori del raddrizzatore varia e può solo intersecare la curva in un punto (i vari punti lungo la traccia). L'oscilloscopio sta veramente tracciando la intersezione della linea di carico con la caratteristica del diodo quando la tensione è variata. Fate una copia della curva del diodo e disegnate una serie di linee di carico ad ognuno dei diversi valori di resistenza di carico sul grafico nella Fig. D-11, come abbiamo fatto nella Fig. D-12.

Dovreste osservare che potete avere linee di carico che intersecano la curva in un punto, oppure attraversano e sono tangenti in un punto. L'unica altra alternativa è una linea di carico che tagli la curva in TRE punti.

Tutte le linee di carico che intesecano in più di un punto hanno una pendenza che corrisponde ad una resistenza PIU' ALTA della resistenza critica che rappresenta il punto PIU' RIPIDO sulla porzione decrescente della curva. In altre parole, fino a quando la resistenza di carico è inferiore a un valore critico, ci può essere SOLO UNA intersezione. Comunque, se la resistenza è più grande del valore minimo, è possibile trovare una tensione di generatore per la quale ci saranno TRE intersezioni. Questa è la caratteristica normale di un dispositivo a conduttanza negativa oppure ad ammettenza negativa. Potete anche riportare graficamente la curva caratteristica per il dispositivo usando un adatto alimentatore elettrico regolato a tensione molto bassa ed i vostri strumenti di misura più sensibili.

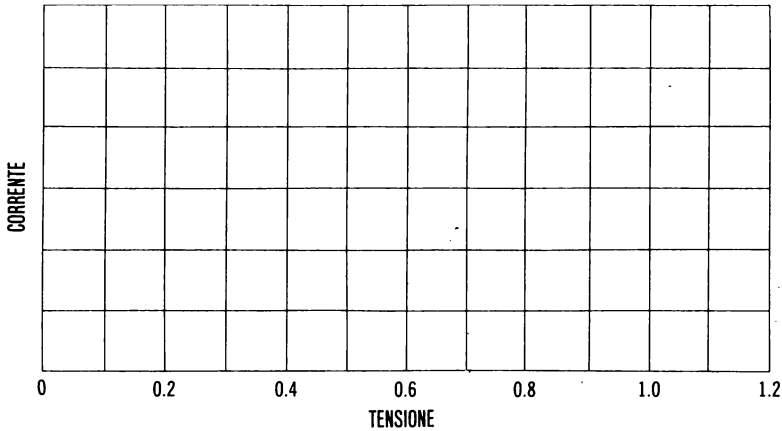


Fig. D-11. Grafico per l'Esperimento 2, Passo 3.

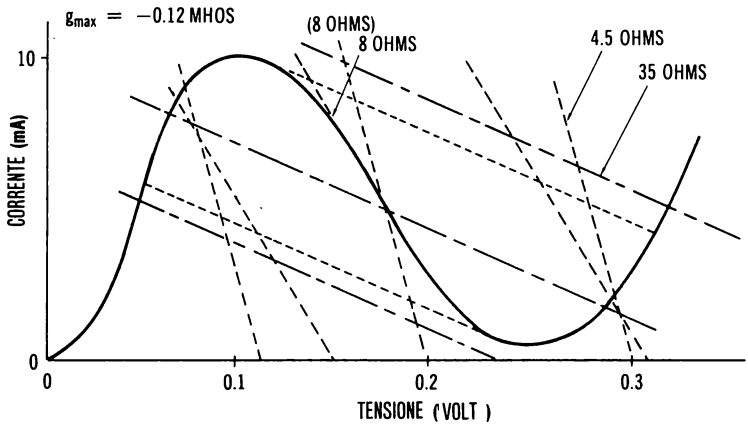


Fig. D-12. Gruppi tipici di linee di carico per un diodo tunnel.

Passo 4

Aumentate la resistenza di carico, regolate di nuovo la tensione di alimentazione come richiesto ed osservate la traccia sull'oscilloscopio quando lo fate. A un certo punto, la traccia nel mezzo della sezione decrescente (la sezione ad ammettenza negativa) inizierà a diventare un po' debole e quando la resistenza è aumentata (R_L sta per essere aumentato), il segmento debole si allungherà. Fate tornare la resistenza al punto dove iniziava questo e misurate la resistenza del carico, includendo tutti e tre gli elementi. Il suo reciproco dovrebbe uguagliare la conduttanza determinata dalla curva. Avete regolato la resistenza di carico R_L al valore per il quale:

$$g_i R_L + 1 = 0 \qquad \text{(Eq. D-4)}$$

dove,

g_i è la grandezza della conduttanza negativa del dispositivo,

R_L è approssimativamente la somma di R_B, R_{L1} e R_{sh}.

In altre parole, il prodotto del valore massimo della conduttanza negativa e del carico è unitario in grandezza. Questo è un modo semplice per trovare il valore della conduttanza negativa. (Un altro modo che può essere fatto usando R_{L2} è descritto nel Passo 7). Fate questa prova usando il dispositivo campione.

Passo 5

Gradualmente, aumentate il valore della resistenza di carico R_{L1} nel circuito diodo della Fig. D-10. In ogni fase, aumentate la tensione di generatore massima come richiesto, in modo che la corrente massima sulla sezione di pendenza positiva a tensione più alta superi la corrente di picco di quasi 100 millivolt. Quando lo fate, noterete che la traccia sparirà sempre di più nel centro della sezione negativa. In verità sta saltando da un segmento all'altro (sta avendo luogo la commutazione). Noterete anche che ci sarà uno stiramento dell'andamento dalla parte di zero volt dove la sezione è più luminosa che all'equilibrio (fino al punto al quale la linea sparisce), e che c'è anche un segmento sulla parte superiore della seconda sezione visibile il quale è più luminoso che all'equilibrio di quella traccia. I segmenti luminosi sono tracciati sia su che giù quando varia la tensione dal momento che i segmenti oscuri sono tracciati solo in una direzione, o sù o giù. La commutazione evita che il segmento sia tracciato in entrambe le direzioni.

Eseguite precise curve caratteristiche per il diodo e riportate graficamente i punti di commutazione come è stato fatto nella Fig. D-13. Usate il grafico dato nella Fig. D-14. Calcolate la resistenza equivalente che corrisponde alle linee di transizione e vedete se concorda con il valore di resistenza che state usando per R_{L1}.

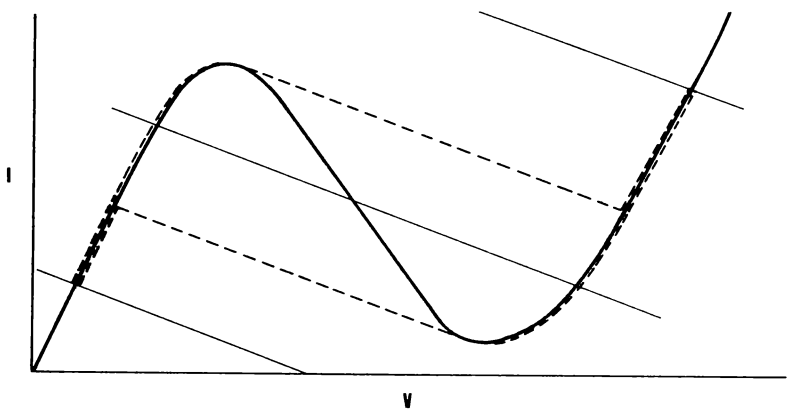


Fig. D-13. Andamenti di commutazione campione per un diodo tunnel.

La regione di commutazione può essere chiamata una "regione d'isteresi" ed i segmenti deboli marcano i segmenti lenti del circuito elettrico completo ad isteresi di commutazione. Le linee invisibili segnano i segmenti veloci.

Passo 6

Continuate ad aumentare gradualmente la resistenza di carico, e allo stesso tempo aumentate la tensione di picco come richiesto, in modo che la corrente di picco sul segmento a pendenza positiva a

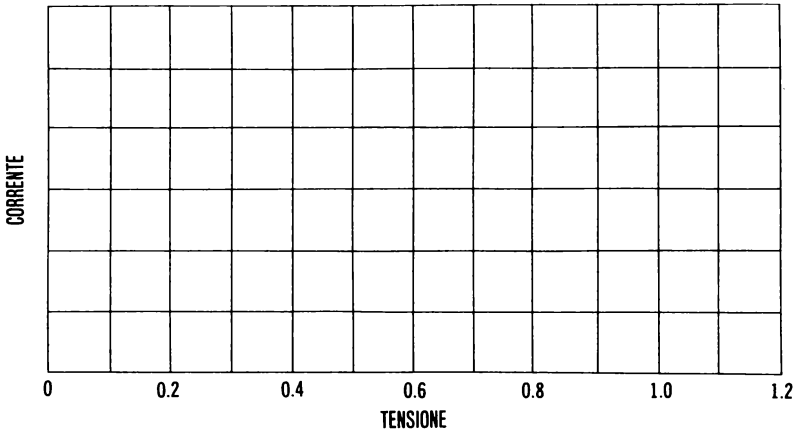


Fig. D-14. Grafico per l'Esperimento 2, Passo 5.

tensione più alta sia sempre più grande di quella della regione di 100 millivolt. Quando fate questo, osserverete che i segmenti deboli diventano sempre più lunghi. Come lo interpretate?

Il diodo tunnel sta agendo sempre di più come un multivibratore e sempre meno come un normale oscillatore.
Questo è a causa del "guadagno in eccesso" molto alto nel centro. Avreste dovuto trovare che mentre riducevate la resistenza, la curva era tracciata in pieno, indicando che il "guadagno di loop" (anello) effettivo diventava troppo piccolo per fare oscillare il circuito.

Passo 7

Ora commutate R_{L2} nel circuito e regolate il valore del resistore ad almeno dieci volte il valore ottenuto per $|g_i|^{-1}$. Commutate questa resistenza dentro e fuori del circuito ed osservate qualsiasi effetto possa avere. Poi riducete il valore di R_{L2} a metà del suo valore precedente e ripetete il test. Continuate a fare questo fino a che l'andamento che voi riportate graficamente sull'oscilloscopio pende sempre verso l'alto. Riportate queste curve sul grafico nella Fig. D-15 e spiegate ciò che avete osservato.

Nella regione a pendenza positiva, quando riducete la resistenza, la pendenza diventa sempre più ripida. Nella regione a pendenza negativa, diventa rapidamente meno negativa, ed il segmento che mostra la pendenza negativa diventa sempre più corto fino a quando finalmente, non c'è nessun segmento con una pendenza negativa.

L'oscillazione avverrà solamente se c'è un segmento dove, con implicata una impedenza netta, la curva caratteristica combinata ha un piccolo segmento con pendenza negativa. L'oscillazione può solo avvenire in una gamma di impedenze dove l'impedenza accordata è abbastanza alta da sopravvenire l'area negativa e sopravverrà soltanto entro una gamma di frequenza in cui l'impedenza è di quel valore alto. Un circuito accordato in parallelo avrà *soltanto quella impedenza accordata alta vicino alla risonanza e poi solo se è corretto il rapporto LC scelto. Questo esperimento pone termine alla prova conclusiva su questi dispositivi ad ammettenza negativa.*

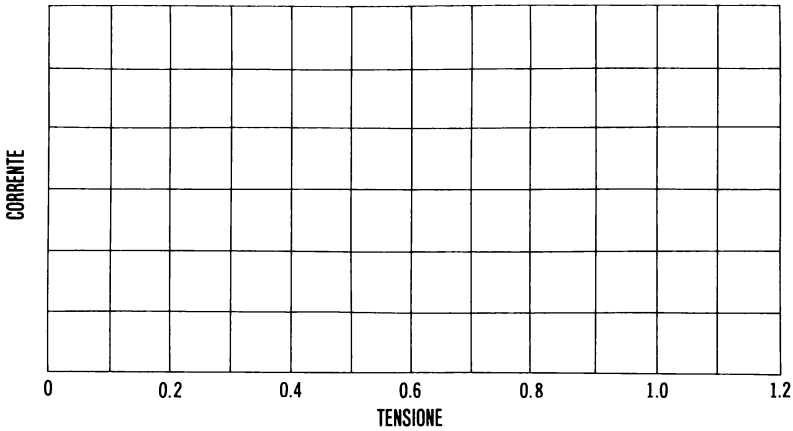


Fig. D-15. Grafico per l'Esperimento 2, Passo 7.

Passo 8

Sarebbe interessante ripetere questo esperimento con un diodo trigger (o un diac) per vedere come si comporta. Con questo dispositivo dovreste trovare esattamente l'inverso di quello che avete trovato con il diodo tunnel; cioè, la traccia completa sarà visibile con la resistenza in serie *massima* e una tensione appropriata e l'effetto di isteresi con i segmenti di fuga della curva appariranno quando è ridotta la resistenza di carico. Questo è tipico di un tipo di dispositivo a *resistenza negativa*. Se controllate le curve, troverete che in questo caso, la curva diventa negativa in punti ai quali la corrente aumenta o diminuisce senza nessuna variazione di tensione, indicando resistenza zero. Ripetete tutte le fasi dell'esperimento precedente usando un diodo trigger.

ESPERIMENTO 3

L'Interruttore a Diodo Trigger

Il diodo trigger non è normalmente usato per lo scopo descritto nell'Esperimento 2. È generalmente usato per fornire un "salto" nella tensione che è applicata al gate di controllo di un raddrizzatore controllato al silicio (attraverso la riduzione di tensione ai capi del diodo). Il Passo 8 dell'esperimento precedente ha mostrato che c'è almeno una traccia di una caratteristica a "resistenza negativa" in questo dispositivo ma ora è importante capire soltanto come questi dispositivi si comportano nel loro normale ambiente di lavoro.

Passo 1

Collegate un diodo trigger usando il circuito mostrato nella Fig. D-16. Notate che questo circuito è costituito da una rete a sfasamento contenente un condensatore C, un resistore variabile R, un diodo trigger, ed un carico a diodo (R_L). La tensione da applicare a questa rete deve essere almeno 50 volt e probabilmente dovrebbe essere più vicina a 100 volt, a meno che il diodo possa essere eccitato da una tensione inferiore a 20 volt. Il carico per il diodo deve essere grande rispetto alla resistenza R e piccolo rispetto alla resistenza del diodo prima della rottura. Un resistore di 100.000 Ω dovrebbe essere un buon valore di prova. (In un vero circuito, la resistenza di gate di un SCR oppure un triac è il carico per il diodo trigger). Un trasformatore variabile fornirà un modo utile per esaminare gli effetti del

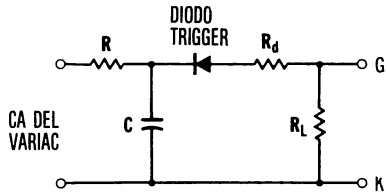


Fig. D-16. Un circuito sfasatore a diodo trigger.

generatore di tensione sul circuito. Iniziate il funzionamento del circuito e registrate cosa osservate quando variate sia la tensione del generatore che la resistenza variabile:

Più alta è la tensione, e più lungo è il periodo di conduzione sul collegamento del trigger. La lunghezza del periodo di conduzione può anche essere controllata variando il valore di resistenza.

Passo 2

Il circuito a sfasamento usato nel Passo 1 non fornisce una tensione di controllo a fase variabile e tensione costante. Per questo è necessario un trasformatore a presa centrale, con la rete RC collegata ai capi dei morsetti esterni e l'uscita di sfasamento prelevata dalla presa centrale alla giunzione tra la resistenza e la capacità. Il diodo trigger si collega dalla giunzione condensatore-resistore attraverso la resistenza di carico ritornando alla presa centrale sul trasformatore (la configurazione usuale). Il circuito è mostrato nella Fig. D-17.

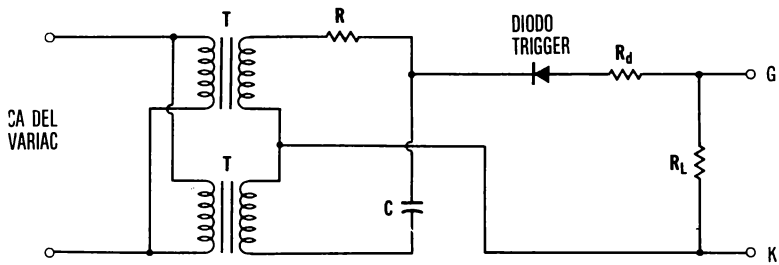


Fig. D-17. Versione migliorata della Fig. D-16.

È possibile ottenere un trasformatore singolo che abbia una tensione abbastanza alta su entrambi i lati della presa centrale, ma potreste invece dover fare in questo modo. Provate le capacità di trigger di entrambi i circuiti. Spiegate i risultati.

Il vantaggio del circuito in Fig. D-17 rispetto al circuito di Fig. D-16 è che avete controlli indipendenti sulla fase e sull'ampiezza. La facoltà di variarli entrambi indipendentemente significa che potete imparare di più sulle caratteristiche di controllo. Dovreste usare le figure di Lissajous per la valutazione delle proprietà di fase.

Passo 3

Dovreste riportare graficamente alcune forme d'onda come le osservate mentre state usando i circuiti dati nei Passi 1 e 2. Dovreste usare sia le figure di Lissajous che i metodi di misura di prova a

sweep convenzionale, siccome ognuno svelerà importanti informazioni sul comportamento dei circuiti.

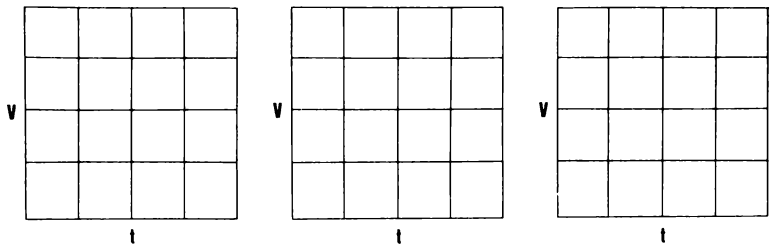


Fig. D-18. Grafico per l'Esperimento 3, Passo 3.

Disegnate l'effetto della tensione sulla forma d'onda, ed annotate ogni effetto di fase che potreste essere capaci di rilevare. Usando i grafici dati nella Fig. D-18, usate un grafico separato per alcuni livelli di tensione differenti, ed annotate i commenti:

Troverete che il livello di eccitazione è sensibile alla resistenza, quando usate la configurazione della Fig. D-16, ma è anche sensibile alla tensione, particolare a tensione appena sovra il valore critico.

Passo 4

In questa fase, userete il circuito per eccitare un raddrizzatore controllato al silicio, oppure un triac, per accendere una luce. Dovrebbero essere usati dei circuiti di isolamento per il controllo, siccome gli oscilloscopi transistorizzati potrebbero non funzionare quando sono collegati sul lato "caldo" della linea di tensione. Il circuito di controllo fondamentale è mostrato nella Fig. D-19 e nella Fig. D-20

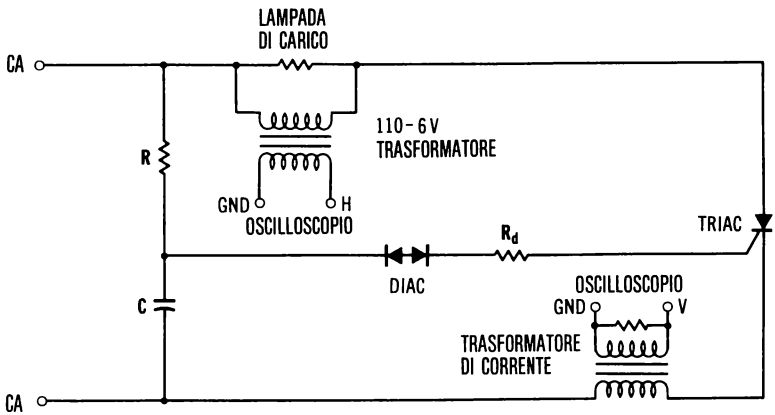


Fig. D-19. Circuito di controllo del carico di una lampada mediante triac.

sono date due tecniche possibili per isolare i circuiti d'ingresso dell'oscilloscopio. (Ricordate che avrete distorsione nella forma d'onda con questi circuiti, particolarmente se usate un SCR. I trasformatori non funzionano molto bene con la corrente continua). Discutete i risultati, e disegnate alcune forme d'onda campione come le osservate quando state usando i dispositivi di isolamento. (Le informazioni sulle strutture per i trasformatori di corrente sono state date nell'Esperimento 8 del Capitolo 6. Un trasformatore a bassa tensione convenzionale che abbia un carico resistivo servirà come trasformatore ad isolamento di tensione.

Potreste non trovare che il triac conduce in maniera equilibrata. I trasformatori distorceranno la forma d'onda di tensione e di corrente ma, se correttamente caricati, i risultati dovrebbero essere adeguati. Fino a quando il trigger diac è in grado di fornire l'impulso di commutazione richiesto ed il carico triac è sufficiente a mantenerlo commutato, dovreste avere un controllo eccellente sul vostro carico. L'intensità con cui una lampada di carico si illuminerà dovrebbe essere facilmente controllata con questo circuito.

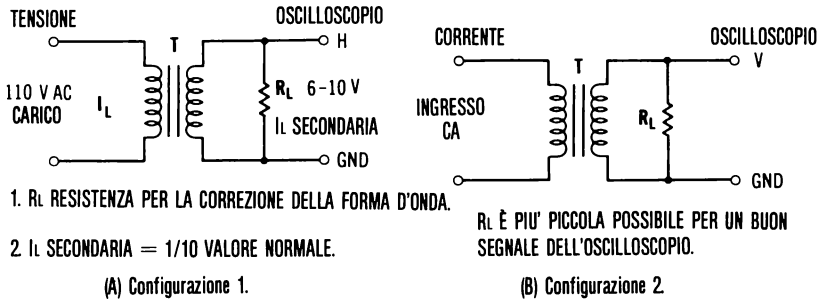


Fig. D-20. Circuiti di trasformatori di isolamento di tensione e di corrente.

ESPERIMENTO 4

L'Amplificatore ad Accoppiamento di Emettitore

L'amplificatore ad accoppiamento di emettitore è una versione transistorizzata dell'amplificatore ad accoppiamento catodico. Può essere costruito con due transistori npn, due transistori pnp, oppure loro equivalenti usando dispositivi ad effetto di campo. Questi esperimenti si concentreranno sulla versione ad accoppiamento di emettitore, ma è consigliabile che voi proviate usando anche i FET. Ci sono molte forme utili per questo circuito come amplificatore, che vanno da un amplificatore normale fino ad un amplificatore a divisione di fase ed i circuiti speciali che verranno considerati in seguito negli Esperimenti 5 e 6. Dovreste costruire almeno le versioni dei transistori npn e pnp di alcuni dei seguenti circuiti e nell'esperimento di mixer (miscelatore), dovreste probabilmente costruire una coppia di circuiti basati anche sulla combinazione FET a canale N.

Passo 1

Installate un semplice amplificatore ad accoppiamento di emettitore basato sui transistori npn sulla vostra scheda senza saldature, usando il circuito dato nella Fig. D-21. Noterete che nello schema del circuito è stato indicato un carico per ogni transistore. Avrete bisogno di provare il circuito sia con carichi adattati che con lati a carico d'ingresso cortocircuitati per osservare gli effetti di questa

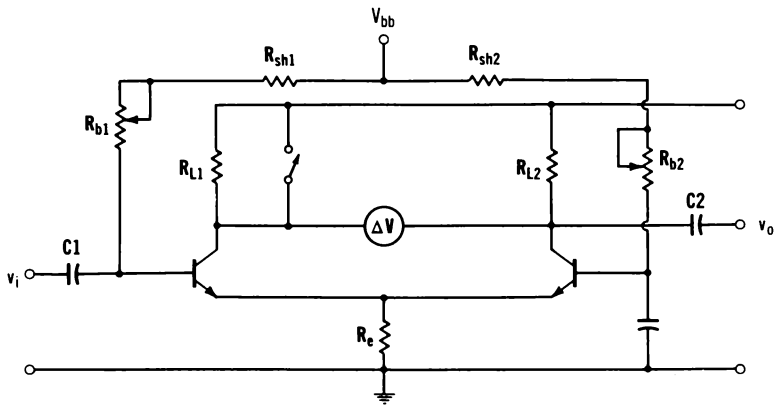
variazione. Dovrete variare sia la resistenza di emettitore che la resistenza del carico di collettore in modo che possiate determinare l'effetto di questi valori sul guadagno totale del circuito. Il valore minimo della resistenza di emettitore che avrete bisogno di usare sarà stabilito dall'equazione:

$$R_e = (2 \wedge I_e)^{-1} \qquad \text{(Eq. D-5)}$$

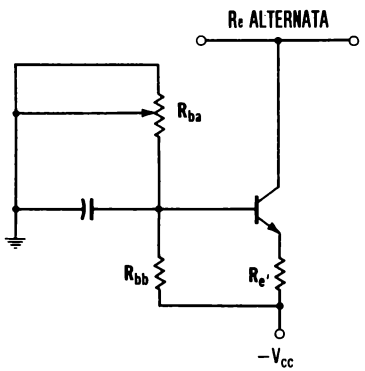
dove è supposto che le correnti di emettitore per entrambi i transistori siano uguali. Se non lo sono, il termine $2I_e$ può essere sostituito dalla somma delle due correnti di emettitore. Potrebbero essere regolate per essere uguali equilibrando le tensioni di collettore (con due resistenze di carico uguali) regolando la corrente di base per uno dei transistori per raggiungere l'equilibrio. Per questa regolazione potrebbe essere usato un voltmetro differenziale. Dovrebbero essere scelte resistenze di carico capaci di fornire guadagni di tensione di 10, 20, 50 e 100, e le caratteristiche del circuito provato con i carichi in prova e con il carico sul lato d'ingresso cortocircuitato.

Passo 2

Una volta che avete avuto la sensazione di come amplifica questo circuito con un minimo di resistenza di emettitore, dovrete ripetere le prove usando valori di resistenza di emettitore più grandi,



(A) Circuito fondamentale



(B) Configurazione con R_e alternata

Fig. D-21. Circuito di prova per amplificatori ad accoppiamento di emettitore.

5R_e, ecc. Troverete anche interessante e utile sostituire la resistenza di emettitore con la "resistenza del transistore" che farà apparire il circuito dotato di un valore quasi infinito di R_e.
Questo è anche mostrato nella Fig. D-21. Scegliete le misure che farete sulla base di quello che avete misurato nei Capitoli 3 e 5, descrivete i risultati nello spazio che segue. (Registrate i dati nelle Tabelle D-1 e D-2).

Tabella D-1. Dati per l'Esperimento 4, Passo 2

V_{cc}				
R_L				
V_{c1}				
V_{c2}				
V_e				
v_{o1}				
v_{o2}				
v_1				
v_e				
K_{v1}				
K_{v2}				

Tabella D-2. Altri Dati per il Passo 2

V_{cc}				
R_L				
V_{c1}				
V_{c2}				
V_e				
v_{o1}				
v_{o2}				
v_1				
v_e				
K_{v1}				
K_{v2}				

Con lo stabilizzatore della corrente di emettitore del transistore, il potenziometro dovrebbe essere regolato per portare le tensioni di base sui due transistori approssimativamente al potenziale di massa di riferimento. Le tensioni elencate nelle Tabelle D-1 e D-2 rappresentano probabilmente l'insieme minimo da misurare. Potete ottenere che l'impedenza di collettore effettiva sullo stadio d'ingresso vada fino a zero derivando (bypassing) la resistenza di carico in quel circuito di collettore alla massa. Poi, potete tracciare l'equilibrio in cc durante la prova. Dovrete paragonare la risposta in frequenza dell'amplificatore (con il collettore del primo transistore bypassato) alla frequenza di risposta misurata senza il bypass. Usando il valore di R_e definito dall'Equazione D-5 si ha l'effetto di ridurre il guadagno totale di tre volte.

Se è applicato un segnale equilibrato ai due ingressi per l'amplificatore ad accoppiamento di emettitore (uguali tensioni ma segni opposti), allora il valore della resistenza di emettitore è meno critica. Esso ha la funzione di assicurare la reiezione di modo comune, oppure un segnale della stessa polarità applicato ad entrambe le basi.

Inoltre linearizza il sistema. Quando è usato un solo ingresso, come è normale con gli amplificatori ad accoppiamento di emettitore, allora il circuito segue una funzione di reiezione di modo comune e, facendo questo, riduce il guadagno di tensione effettiva a meno della metà del valore equilibrato.

Passo 3

Un transistore può essere sostituito al resistore di emettitore come notato precedentemente e la sua tensione base-emettitore può essere regolata per fornire soltanto l'ammontare di corrente richiesta per l'amplificatore ad accoppiamento di emettitore principale. Eseguite un'ulteriore serie di prove sul circuito mostrato nella Fig. D-21, usando il circuito di ritorno a transistore invece dell'R_e. Descrivete i risultati.

La vostra reiezione di modo comune diventa modo alta con lo stabilizzatore di corrente a transistore nel circuito di ritorno di emettitore. L'equilibrio del segnale sarà molto buono se sono equilibrate le correnti di collettore nei due transistori dell'amplificatore principale. (Notate che un *generatore di tensione costante ad entrambe le basi* può aiutare ad assicurare questo). Il guadagno di tensione disponibile limita a metà il guadagno teorico per il circuito non degenerato fondamentale come notato prima. Ma, la reiezione di modo comune terrà il guadagno di modo comune a molto, molto meno dell'unità.

Passo 4

Ripetete i test precedenti usando transistori pnp invece dei transistori npn. Cercate attentamente ogni differenza possibile nel comportamento. Descrivete i risultati.

Non dovreste aver trovato nessuna differenza significativa nel comportamento globale di questi due circuiti oltre la sostituzione e le inversioni delle tensioni. (Tutti i transistori nel circuito, siano due o tre, devono essere sostituiti da dispositivi pnp).

ESPERIMENTO 5

L'Amplificatore ad Accoppiamento di Emettitore come Oscillatore

L'amplificatore ad accoppiamento di emettitore realizza un oscillatore ideale perchè può fornire una buona amplificazione con un minimo di perdite da tali fattori degradanti quale l'effetto Miller, ed ha, in realtà, uno sfasamento zero dall'ingresso all'uscita (eccetto per il ritardo di tempo di transito - il tempo richiesto perchè il segnale passi attraverso i dispositivi). Dal momento che il feedback globale dell'anello per l'oscillazione con un oscillatore richiede un guadagno di tensione che è appena sopra l'unità, con il valore medio che decresce dolcemente all'unità quando l'ampiezza aumenta, non è descrivibile che il circuito sia progettato per un guadagno di tensione superiore a 5 o 10. Il progetto dovrebbe prevedere l'abbassamento e le perdite nel circuito ad accoppiamento di feedback (retroazione) per ridurre l'effettivo guadagno ad anello (loop) al valore richiesto in una maniera stabile. Può

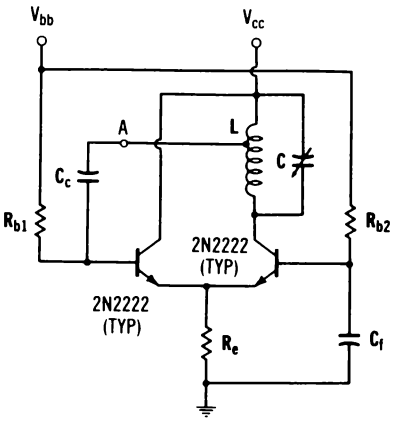


Fig. D-22. Circuito per un oscillatore LC ad accoppiamento di emettitore.

esere usata una varietà di circuiti ad accoppiamento, ed ognuna dei seguenti passi considererà un circuito diverso. Per il funzionamento ad alta frequenza, si preferisce l'uso dei dispositivi npn. Per questa ragione, sarà specificato l'uso dei dispositivi npn, sebbene, con frequenze operative modeste, i dispositivi pnp siano ugualmente efficaci.

Passo 1

L'oscillatore più semplice impiega un circuito accordato nel collettore d'uscita, con una presa che costituisce la retroazione alla base d'ingresso. La configurazione del circuito consigliata è mostrata nella Fig. D-22. Poichè è un po' difficile specificare le condizioni operative ottimali senza conoscere quali dispositivi attivi e circuiti accordati stanno per essere usati, si consiglia di usare un alimentatore elettrico a tensione variabile per controllare le due correnti di base e di limitare le tensioni di collettore a 5 volt. La tensione generatore-base può essere aumentata fino a che non inizia l'oscillazione. La posizione della presa sulla bobina può anche essere regolata di nuovo se è necessario. Poi, un circuito accordato con un più alto rapporto LC può essere installato per fornire una più alta impedenza accordata. Potete anche provare il circuito con un oscillatore interrompendo il circuito al punto A, ed iniettando il segnale di prova nella base d'ingresso, osservando l'uscita alla presa sull'induttanza. Il circuito accordato potrebbe essere controllato con un frequenzimetro per trovare la sua frequenza di risonanza, se è sopra 2 MHz. Descrivete quello che avete osservato.

Questo circuito è stato consigliato per il primo esperimento perchè fa l'uso più efficace delle caratteristiche dei vari componenti. Avete bisogno di stabilità, caricamento minimo e di una variazione propriamente controllata di amplificazione per un oscillatore efficace. Con questa configurazione, minimizzate la capacità che sarà riflessa dalla base sopra il circuito che determina la frequenza, perciò minimizzando l'effetto sul Q del circuito. Inoltre, l'impedenza di sorgente effettiva presentata alla base d'ingresso è tale che è assicurato un generatore di tensione, il transistore d'ingresso funziona come un dispositivo di transconduttanza ed otterrete il tipo di riduzione dell'amplificazione della tensione media attorno al loop che è richiesto quando aumenta l'ampiezza dell'oscillazione. (Il disaccoppiamento dovuto alla resistenza intrinseca di base assicura ulteriormente questo). Provate il circuito e registrate i commenti sul suo funzionamento.

Passo 2

Una modifica di questo circuito è utile per quegli oscillatori che usano quarzi selettivi di frequenza che hanno resistenze risonanti in serie. Con queste condizioni, un quarzo è inserito tra gli emettitori, come mostrato nella Fig. D-23 ed un circuito accordato capace di assicurare il funzionamento in modo

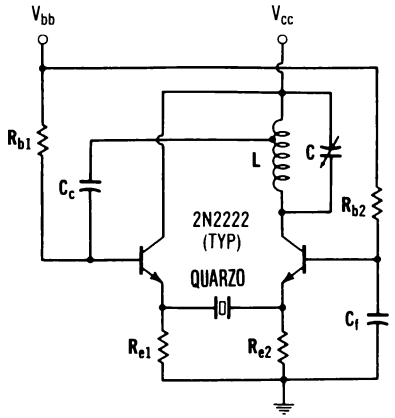


Fig. D-23. Un oscillatore al quarzo ad accoppiamento di emettitore.

appropriato è posto nel circuito di collettore di uscita come è mostrato. Dovrete curare l'ammettenza d'ingresso del secondo stadio in questo circuito perchè, se è troppo alta, intralcerà lo sviluppo di un accoppiamento adeguato tra i due emettitori, particolarmente se la resistenza in serie del quarzo è troppo alta. Cablate questo circuito sulla vostra scheda senza saldature usando un quarzo standard e disponete il circuito in modo tale che l'ammettenza d'ingresso del secondo stadio possa essere variata attraverso la variazione della tensione di alimentazione sulla base di questo stadio. Se il vostro oscilloscopio ha una risposta di frequenza abbastanza buona, potreste osservare il comportamento del circuito quando variate le condizioni di funzionamento. (In questo circuito il quarzo funziona nel modo serie). Assicuratevi di accordare il circuito di collettore al massimo quando ottenete che questo circuito oscilli debolmente. Poi, variate le condizioni di funzionamento per entrambi i transistori e riportate le osservazioni.

Se il quarzo ha una resistenza in serie troppo alta, voi potreste non essere in grado di farlo oscillare. In questo caso, potrebbe essere meglio scegliere transistori ad effetto di campo a canale n piuttosto che i transistori bipolari, particolarmente nel secondo stadio. Potrebbe anche essere utile un'impedenza accordata più alta. (Ci potrebbe essere una perdita di accoppiamento sostanziale ai capi del quarzo nel circuito di interstadio di emettitore). Voi potete esaminare il comportamento del circuito rompendo l'accoppiamento di retroazione (feedback) tra il collettore di uscita e la base d'ingresso come mostrato nella Fig. D-22, e applicando sull'ingresso un segnale da un generatore di segnale alla frequenza del quarzo. Poi, potete osservare il segnale sul collettore di uscita mentre variate la frequenza dell'oscillatore lentamente attorno alla risonanza sospettata. Sull'emettitore oppure sul collettore dello stadio di uscita dovreste essere in grado di rilevare una risposta alla frequenza corretta.

Se trovate che la tensione di picco d'uscita è inferiore dell'ingresso, avete bisogno di variare il rapporto LC del circuito accordato per dare una impedenza più alta. Naturalmente, il caricamento dall'oscilloscopio potrebbe darvi problemi a meno che non stiate usando una sonda a capacità molto bassa. Se non ne avete una, spesso aiuterà l'uso di alcune centinaia di ohm di resistenza collegata in serie. L'ampiezza del segnale d'ingresso cadrà, ma anche gli effetti del caricamento diminuiranno materialmente. Una volta che il guadagno d'anello (loop) diventa maggiore dell'unità, il circuito dovrebbe oscillare a meno che non ci sia un serio problema di sfasamento. Comunque, il problema di sfasamento può essere in parte compensato tramite un piccolo ritorno del circuito accordato. Variate l'induttanza o la capacità oltre una gamma molto piccola e vedete cosa succede Comunque, regolate molto attentamente!

Passo 3

L'accoppiamento magnetico dal circuito accordato è un metodo particolarmente conveniente di trasferire energia all'ingresso, ma la polarità è naturalmente critica. Il legame ad accoppiamento d'ingresso dovrebbe avere una reattanza che è più o meno uguale all'impedenza d'ingresso del circuito di base d'ingresso. Una volta che avete stabilito un collegamento dell'appropriata induttanza (vedete l'Esperimento 8 nel Capitolo 4 per le informazioni del progetto sugli induttori), fatelo slittare verso la bobina del collettore, alimentando la base d'ingresso da un generatore di segnale ed osservando i risultati dal collegamento sull'oscilloscopio. Il segnale d'ingresso dovrebbe essere usato per deviare l'amplificatore orizzontale se la frequenza è abbastanza bassa; altrimenti, è possibile eseguire un processo eterodina sia all'ingresso che all'uscita ad una frequenza che è abbastanza bassa da osservare. L'esperimento sui mixer può essere utile per sviluppare circuiti ad eterodina. Quello che è richiesto qui, è una linea diagonale sull'oscilloscopio con una pendenza che la pone nel primo e nel terzo quadrante. Regolate l'accoppiamento fino a che la tensione di ritorno è leggermente più grande della tensione d'ingresso e, poi, completate il circuito. Dovrebbe oscillare. Descrivete quello che avete osservato.

Potete controllare la taratura dell'oscilloscopio, e regolando le amplificazioni per una pendenza di 45° nel primo e nel terzo quadrante. Le deviazioni orizzontali ed verticali sono allora uguali per segnali uguali. L'oscilloscopio è ora tarato. Quando la regolazione del collegamento vi dà più deviazione verticale di quanto non avete osservato in taratura, allora l'oscillatore è pronto per partire.

Passo 4

Prendete uno dei primi circuiti ad amplificatore accordato che avete fatto per la trattazione sugli amplificatori rf e modificatelo per l'uso come oscillatore usando il circuito ad accoppiamento di emettitore. Installate le vostre procedure di prova, allineate il circuito e sottoponetelo a dura, prolungata prova. Registrate le vostre note e come avete fatto.

Passo 5

Ripetete almeno una delle fasi precedenti usando transistori pnp e poi un'altra, basata su dispositivi FET a canale n. Fate delle note su quello che avete trovato.

ESPERIMENTO 6

L'Amplificatore ad Accoppiamento di Emettitore come Mixer o Modulatore

L'amplificatore ad accoppiamento di emettitore è idealmente adatto per funzionare come mixer e, fino ad un certo punto, anche come modulatore. Comunque per esso, compiere queste funzioni è essenziale che la base del transistore d'uscita sia capace di modulare la transconduttanza della combinazione in modo che il guadagno di tensione ottenuto sul segnale, che è introdotto nella base del dispositivo d'ingresso, sarà variato linearmente dal segnale di modulazione.

Passo 1

Innanzitutto è necessario trovare la misura del resistore che deve essere usato come ritorno di emettitore per ottimizzare la miscelazione. Se è troppo piccolo, l'accoppiamento sarà troppo piccolo; d'altra parte, se il resistore è troppo grande, il funzionamento dei due transistori sarà eccessivamente linearizzato. In un caso, qualche miscelazione avverrà ma potrebbe essere inefficiente. Nell'altro, la degenerazione introdotta può largamente eliminare l'azione di miscelazione.

Per questo test, dovrete operare ad una bassa frequenza (in modo che i componenti parassiti del circuito non siano importanti), ma tuttavia ad una frequenza abbastanza alta in modo che la frequenza differenza può essere inferiore di qualche per cento delle frequenze di prova (tuttavia ancora abbastanza alta da essere utile l'impiego dell'oscilloscopio). Se avete una sorgente controllata al quarzo con un

divisore che può fornire un'uscita di 100 kHz circa potete usarla per una delle vostre sorgenti. Un oscillatore audio posto tra 96 e 99 kHz andrà bene per l'altra sorgente. Dovrete essere capaci di variare le ampiezze di tutte e due le sorgenti.

Passo 2

Disponete le correnti nei circuiti dell'oscillatore per entrambi i transistori ad 1 milliampere, senza segnale di drive regolando i resistori di base e/o la tensione del ritorno di base. I collettori ritornano ad un'alimentazione di 5 volt per rendere l'alimentazione variabile disponibile per quello scopo, ma ogni

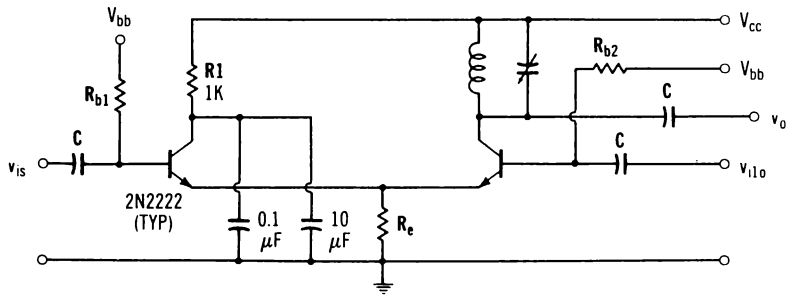


Fig. D-24. Un circuito fondamentale per il test dei modulatori.

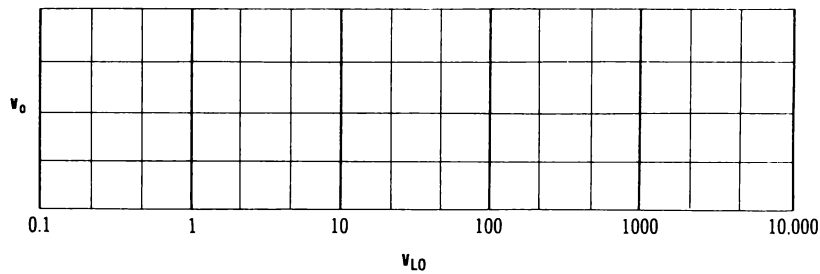


Fig. D-25. Primo Grafico per l'Esperimento 6, Passo 2.

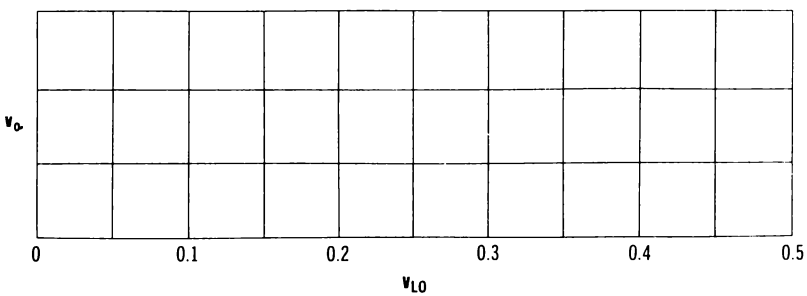


Fig. D-26. Secondo Grafico per l'Esperimento 6, Passo 2.

generatore di tensione tra 1,5 e 5 volt dovrebbe essere soddisfacente (Vedere la Fig. D-24). Installate il circuito sulla vostra scheda senza saldature secondo la configurazione della Fig.D-24. Il resistore da 100 Ω, R1 è bypassato tramite un condensatore ceramico da 0,1 μF e un condensatore elettrolitico da 10 μF per eliminare tutto il segnale di uscita sul collettore del transistore d'ingresso. Il collettore di uscita è bypassato con un condensatore di misura adeguata per eliminare le componenti della frequenza primaria. (Il circuito mostra una configurazione accordata, ma per questo test, dovrebbe essere sostituito da un resistore da 1000 Ω ed una capacità di circa 0,02 μF). Allora, solo le componenti della frequenza della differenza appariranno all'uscita. Regolate entrambi i segnali d'ingresso ad approssimativamente 100 millivolt per la prova iniziale e poi variate la resistenza del ritorno di emettitore, Iniziate a 100 Ω, diminuite gradualmente la resistenza a 47, 22, 10, 4,7 Ω, ecc.
Scegliete il valore di resistenza che sembrerà darvi l'azione di miscelazione più efficace. Quando raggiungerete quel valore, variate la grandezza della tensione che avete applicato alla base del transistore di uscita, registrando l'ampiezza della tensione di uscita alla frequenza differenza in funzione di questa tensione d'ingresso. Riportate i risultati sul diagramma del grafico mostrato nella Fig. D-25. Poi, variate di nuovo il valore della resistenza di emettitore per trovare il valore ottimale e riportate questo sul grafico della Fig. D-26. Ripetete la prova per vedere se c'è qualche interdipendenza significativa. Registrate i dati nelle Tabelle D-3 e D-4.

Tabella D-3. Dati per l'Esperimento 6, Passo 2

R_e				
v_o				
R_e				
v_o				

Tabella D-4. Altri Dati per l'Esperimento 6, Passo 2

v_{LO}				
v_o				
v_{LO}				
v_o				

(Il valore v_o è la tensione d'uscita alla frequenza differenza). Discutete i risultati.

Quando aumentate l'ampiezza della tensione LO del mixer sulla base 2, state aumentando la variazione in transconduttanza nel vostro dispositivo d'uscita. Per i dispositivi che seguono la legge quadratica la transconduttanza di conversione può essere definita dalla seguente equazione approssimata:

$$g_c = 0{,}25\ (g_{m1} - g_{m2}) \quad \text{(Eq. D-6)}$$

dove è presupposta una variazione lineare di transconduttanza con tensione istantanea della seconda base. Ciò presume anche che il segnale di miscelazione sia sinusoidale piuttosto che ad onda quadra.

Fino ad un certo punto la conduttanza di conversione aumenterà, poi potrebbe livellarsi o diminuire in situazioni pratiche.

Poichè potreste stare usando una tensione di miscelazione ad onda quadra ed il vostro dispositivo sta probabilmente funzionando con una relazione esponenziale, non potete aspettarvi di trovare che questa equazione sia bene approssimata. Potreste trovare interessante riportare graficamente una curva del coefficiente dell'Equazione D-6 in funzione del rapporto del valore picco-picco di v_{LO} a 0,026 millivolt. Ricordate che il valore di g_m è $\wedge$ I_c approssimativamente. Da questi dati, potete vedere se potete ottenere il valore da usare per il moltiplicatore invece del valore 0,25 che l'autore vi ha dato. (Per piccoli valori del segnale LO, applicate condizioni quadratiche).

Passo 3

Il prossimo test è per valutare il circuito come un modulatore. In questo caso, l'ingresso alla prima base è la modulazione e l'ingresso alla seconda è la portante la quale può essere una sinusoide oppure un'onda quadra.

Poichè usiamo questa configurazione? Con un modulatore, è importante che il segnale informativo sia applicato alla portante in una maniera quanto più lineare possibile. Per guadagnare linearità, la degenerazione di emettitore è una cosa che deve essere assolutamente fatta. Infatti. deve essere lineare sulla gamma completa di ampiezza del segnale desiderato. Ciò significa che avrete bisogno di variare il resistore del ritorno di emettitore. (Questo è quasi una certezza). Come prima, applicate un segnale della frequenza di portante da 100 kHz sulla base 2. Dovreste procedere come avete fatto nella Fase 2, variando preliminarmente la resistenza di emettitore per osservare la efficienza di conversione e la linearità. *Non dimenticate di rimuovere il bypass ai capi della resistenza di carico del collettore in uscita.* Potreste sostituire il circuito RC con un circuito LC accordato alla frequenza d'uscita. Avrete bisogno di un piccolo condensatore di accoppiamento al vostro oscilloscopio, possibilmente di circa 100 pF, per rimuovere la componente di deriva in cc e a bassa frequenza. Quando variate la resistenza di emettitore, variate il drive della portante sulla seconda base per scoprire quando è efficace globalmente il vostro circuito.

State cercando un inviluppo perfetto di modulazione sull'oscilloscopio, siccome qualunque cosa meno è una forma d'onda distorta. (Un'onda a triangolo potrebbe essere usata come vostra sorgente di segnale e l'inviluppo poi sarebbe quella stessa onda a triangolo. Potreste trovare più facile riconoscere imperfezioni in quella onda che con una sinusoide). Descrivete quello che avete trovato.

Avrete probabilmente trovato che avevate bisogno di usare una resistenza di emettitore molto più grande di quella usata con il mixer e probabilmente avrete avuto difficoltà ad ottenere una buona forma d'onda dal vostro modulatore. Se avete disponibile una forma d'onda a triangolo, probabilmente l'avete trovata utile ad esaminare le caratteristiche operative del vostro modulatore. La modulazione non è un'operazione per "piccoli segnali", siccome la linearizzazione richiede tensioni aumentate e aumentata resistenza del ritorno di emettitore.

ESPERIMENTO 7

L'Amplificatore a Transistore Cascode

Una forma molto popolare di amplificatore per l'uso con ricevitori ad alta sensibilità è l'amplificatore cascode. È sotto molti aspetti simile all'amplificatore ad accoppiamento di emettitore nelle sue proprietà globali, Ma differisce in un'importante caratteristica. Invece di collegare i due emettitori insieme per raggiungere l'iniezione parallela nel transistore di uscita. i transistori sono veramente collegati in serie, con il collettore del transistore d'ingresso collegato all'emettitore del transistore d'uscita. L'emettitore del transistore d'ingresso è messo a massa, come mostrato nella Fig. D-27.

Il vantaggio principale di questa configurazione è che la piena transconduttanza per unità di corrente dello stadio d'ingresso è disponibile allo stadio di uscita, aiutando a minimizzare il rumore interno della combinazione. Allo stesso tempo, l'impedenza d'ingresso del primo stadio è più bassa che

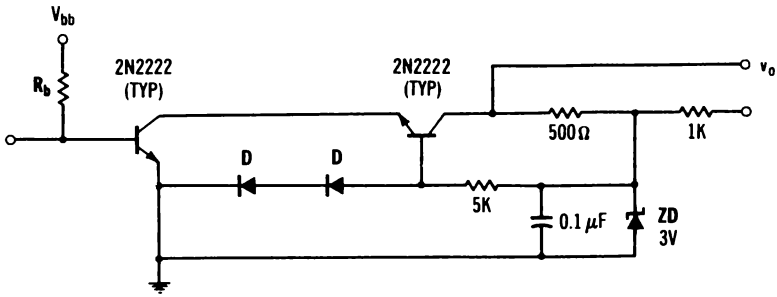


Fig. D-27. Circuito pilota contatore del tipo cascode.

con la combinazione ad accoppiamento di emettitore, causando una perdita di almeno parte del vantaggio che altrimenti ci si aspettava. L'emettitore del secondo stadio fornisce il carico del primo stadio, conducendo ad un guadagno di tensione unitario se entrambi i dispositivi sono attraversati dallo stesso livello di corrente (la situazione normale). Di qui, lo stadio d'ingresso agisce come un trasformatore d'impedenza con un "guadagno" di tensione unitario perciò minimizzando sia la probabilità di oscillazione che, anche, qualsiasi problema dagli effetti delle capacità Miller.

Questo circuito è conveniente per lo stadio d'ingresso di contatori se lo stadio successivo è correttamente accoppiato ad esso e le tensioni di alimentazione sono scelte in modo appropriato. Alcune decine di millivolt normalmente accenderanno e spegneranno il transistore d'ingresso e commuteranno il secondo transistore nella stessa maniera. Inoltre, ciò creerà la variazione di tensione richiesta per attenuare un trigger di Schmitt oppure un circuito simile. Dal momento in cui il transistore di uscita sarà acceso oppure spento, i valori più alti di segnale d'ingresso sul transistore di ingresso avranno poco effetto.

Passo 1

Cablate il circuito cascode mostrato nella Fig. D-27 sulla vostra scheda senza saldature. Dovrete essere capaci di introdurre un segnale di prova ad ampiezza variabile nella base d'ingresso ed osservate l'uscita ai capi del collettore di uscita mentre variate la tensione di alimentazione di collettore. I valori di circuito dovrebbero condurre ad una corrente di tre milliampere approssimativamente nel transistore di uscita quando è spento e dovrebbe produrre una variazione di tensione globale di circa 1,8 volt. Dovrebbe essere una variazione di tensione sufficiente per commutare un'unità trigger di Schmitt come quella contenuta in un 7413 IC (che poi può pilotare una catena di contatori). Provate il circuito ed annotate i commenti nello spazio che segue. Variate la tensione di collettore per il circuito cascode e vedete se potete trovare un miglior valore di tensione. Variate anche le correnti alle due basi per vedere se potete migliorare il funzionamento del circuito e registrate i dati.

Troverete che la tensione di alimentazione del collettore è critica se volete ottimizzare sia la risposta di frequenza che la sensibilità. Il circuito funzionerà con tensioni di alimentazione di collettore più alte se è aumentato il carico di cascode, ma questo diminuisce la frequenza operativa di picco. Inoltre, se il livello della corrente di base è errato, allora sarà richiesto troppo segnale d'ingresso per fare commutare il circuito. Quando è correttamente regolato, comunque, funziona abbastanza bene. Per la massima risposta, usate il trigger di Schmitt 74LS14 oppure il 74LS13. (Ogni circuito in questi dispositivi funziona come una porta NAND oppure come invertitore, ma a causa dell'azione di Schmitt, ha livelli di soglia d'ingresso differenti per segnali che diventano negativi e positivi).

Passo 2

È interessante vedere come si comporta questo amplificatore per la elaborazione dei segnali lineari. Per questa prova, usate una frequenza audio oppure una frequenza radio bassa in modo da poterla osservare sull'oscilloscopio.

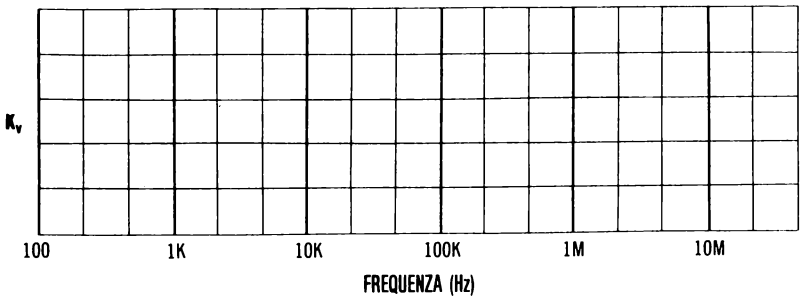


Fig. D-28. Grafico per l'Esperimento 7, Passo 2.

Usate lo stesso circuito fondamentale, ma disinserite la parte di "circuito integrato" di esso e accoppiate l'uscita cascode direttamente nell'oscilloscopio. Potreste trovare utile rimuovere i due diodi di polarizzazione sulla base del secondo transistore ed aumentare i resistori di polarizzazione di base in modo che ci sia approssimativamente 1 volt al collettore del transistore di uscita.
Poi, misurate il guadagno del circuito in funzione della frequenza. Registrate i dati campione nella Tabella D-5, e riportate graficamente una curva di K_v in funzione della frequenza sul grafico dato nella Fig. D-28.

Tabella D-5. Dati per l'Esperimento 7, Passo 2

f				
K_v				
f				
K_v				

ESPERIMENTO 8

L'Impiego dei Circuiti Composti Darlington

Ci sono diverse importanti funzioni che possono essere compiute più efficacemente con i circuiti Darlington. Forse la più conosciuta è la versione transistorizzata dell'invertitore di fase a carico diviso. Una versione transistorizzata ordinaria di questo non è adatta a causa dello squilibrio che risulta dalla corrente di base. Le amplificazioni all'emettitore e al collettore, come risultato, non possono essere uguali con il circuito a separazione di fase del transistore singolo. Comunque, dal momento che il circuito Darlington potrebbe avere un guadagno di corrente da 5.000 a 20.000, lo squilibrio di questo circuito diventa trascurabile. Le due uscite possono essere seguite da un inseguitore d'emettitore uno pnp per il collettore ed uno npn per l'emettitore. Questo fornirà sorgenti di bassa impedenza adattate

per un circuito di amplificatore finale in controfase. Questo circuito è utile anche per i circuiti di sfasamento, che includono oscillatori a sfasamento e per i circuiti a filtro specializzati come quelli usati per i generatori a banda laterale singola (SSB). Probabilmente userete circuiti integrati analoghi per molte di queste funzioni, ma ciononostante, potrebbe essere utile sapere qualcosa sugli equivalenti circuiti discreti.

Passo 1

Un divisore di fase basato su un amplificatore Darlington è un circuito che troverete molto conveniente. Potreste usare un amplificatore Darlington integrato, oppure potreste farne uno da una coppia di transistori 2N2222 oppure altre coppie di transistori se preferite.
In entrambi i casi, è conveniente provare una di queste combinazioni solo per imparare come si comportano. Facendo questo, familiarizzerete maggiormente con le loro caratteristiche e le loro identificazioni (non sono sempre contrassegnati adeguatamente). Perciò per cominciare, provate questa combinazione nel vostro T-D-TESTER, o il suo equivalente, e provatelo anche nel vostro sweeper. In particolare, notate le differenze nelle caratteristiche d'ingresso. Provate tutti e quattro i terminali, in modo che possiate riconoscere le caratteristiche dei dispositivi a quattro morsetti. Annotate quello che avete imparato.

Quando avete collegato in modo corretto questa combinazione, avrete due cadute di diodo tra l'emettitore di uscita e la base d'ingresso, ed una tra la base d'ingresso ed il collettore. Se avete un quarto terminale, avrete una caduta di diodo tra esso, l'emettitore ed il collettore. Altrimenti, i transistori Darlington si comportano come un transistore ordinario, eccetto che possono sembrare avere meno guadagno su un test di guadagno di corrente con un T-D-TESTER, poichè la polarizzazione in senso diretto è marginale a causa del numero di diodi da superare.

Passo 2

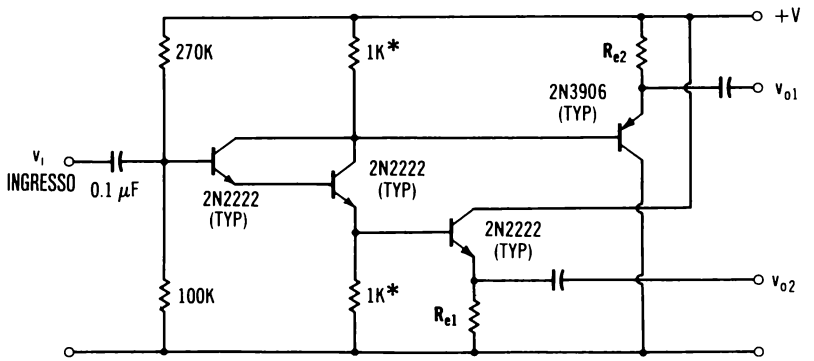
Con i terminali correttamente collegati, avrete un guadagno di corrente potenzialmente disponibile e la corrente d'ingresso alla base sarà al massimo un millesimo della corrente d'uscita (con una buona unità correttamente regolata). Montate un circuito a transistori Darlington sulla vostra scheda senza saldature e regolate ad alcuni milliampere di corrente d'uscita. Dovrebbe essere soddisfacente una tensione di alimentazione di collettore di 5 volt (con una resistenza di carico di collettore di circa 400 Ω). Allora, misurate il guadagno di corrente per il piccolo segnale. Poi, aprite il terminale di base d'ingresso. Quanta corrente scorre ora nel circuito di collettore? Qual è la corrente di collettore minima alla quale potete ottenere un ragionevole guadagno di corrente? (Fate le misure). Quali limitazioni questo pone sull'uso di questi dispositivi?

Avrete osservato alti guadagni *solo* se la corrente di uscita cadeva in modo significativo interrompendo la polarizzazione dalla base d'ingresso. A meno che non scarichiate la corrente di dispersione nell'unità di ingresso al ritorno di emettitore attraverso una resistenza, potreste non essere capaci di spegnere questa combinazione. È molto importante riconoscere questo. Comunque una volta che comandate più della corrente minima attraverso il dispositivo, sarete in grado di avere buoni risultati.

Passo 3

Una volta che avete verificato le proprietà generali del circuito composto Darlington, siete pronti a costruire il vostro primo circuito d'applicazione. È un circuito a separazione di fase (Fig. D-29). Iniziando con una alimentazione elettrica di 10 volt, collegate un resistore da 1.000 Ω tra il collettore e l'alimentazione positiva (per un Darlington npn), un resistore da 1.000 Ω tra l'emettitore di uscita ed il ritorno di alimentazione. Poi, collegate un resistore dalla base d'ingresso all'alimentazione di collettore di valore tale da dare una corrente di circa 2 milliampere nei resistori. (Se il vostro transistore Darlington chiede più corrente per funzionare in modo corretto, riprogettate il circuito per assicurare il corretto livello di corrente per un alto guadagno di corrente). Avrete bisogno di una caduta di tensione da 1 a 2 volt ai capi di ogni resistore. Ora avete un divisore di fase; troverete che la tensione del segnale sviluppata ai capi di ogni resistore è uguale in ampiezza (a seconda della precisione di

adattamento dei vostri resistori). Un test della figura di Lissajous mostrerà che sono fuori fase. Variate l'ampiezza del vostro segnale di prova d'ingresso (andrà bene una frequenza di 1.000 Hz), osservate l'ampiezza alla quale l'unità perde la sua linearità. (Potrebbe differire sull'emettitore e sul collettore, perciò state attenti!). Registrate i risultati.



* RESISTORI ADATTATI

Fig. D-29. Un circuito divisore di fase Darlington.

Probabilmente troverete che il segnale massimo che potete trattare senza alcuna distorsione avrà un valore da picco-picco un po' oltre metà della tensione statica ai capi del resistore. Ancora è più facile rilevare la distorsione se usate una forma d'onda a forma triangolare.

Passo 4

Il circuito potrebbe richiedere un leggero riassestamento in modo che possiate aggiungere gli emitter follower dopo le rispettive uscite. Per questa ragione, aumentate la corrente totale del vostro dispositivo così che non più di un terzo della tensione di alimentazione sia ai capi del transistore. Fate questo aumentando la corrente di base d'ingresso. (Potreste aumentare V_{cc} se avete usato 5 volt). Allora, potete collegate l'inseguitore di emettitore pnp al circuito di collettore come mostrato nella Fig. D-29 (si assume di nuovo che Q1 sia un Darlington npn), e collegate un inseguitore di emettitore npn al circuito di emettitore. Se volete, ora potete collegare l'uscita all'ingresso di un amplificatore di potenza in controfase. Avrete bisogno di usare l'accoppiamento capacitivo nell'amplificatore di potenza così da controllare la polarizzazione sugli stadi di potenza indipendentemente.
Quando riuscite a fare funzionare il circuito, variate i parametri al vostro comando, la corrente d'ingresso al Darlington, il livello del segnale, ecc., per vedere cosa ottenete e registrate i risultati.

Passo 5

Potreste voler usare la vostra configurazione Darlington in modo differente. Fatene uno sfasatore ideale universale. Prendete il circuito per il Passo 3 oppure Passo 4, collegate un condensatore da 0,01 μF all'uscita del lato di collettore ed usate un potenziometro audio da 500.000 Ω come una resistenza variabile, come mostrato nella Fig. D-30. Collegate l'oscillatore sinusoidale all'ingresso del Darlington e collegate un oscilloscopio all'uscita dell'emettitore. La presa d'uscita tra il condensatore e la resistenza variabile è poi collegata all'ingresso verticale dell'oscilloscopio. Per iniziare, disponete il valore di resistenza a circa 100.000 Ω e regolate la frequenza dell'oscillatore in modo che possiate ottenere un diagramma circolare sull'oscilloscopio (potrebbe essere richiesta la regolazione dei

guadagni orizzontale e/o verticale). Leggete la frequenza. Poi, ruotate l'alberino del potenziometro per variare la resistenza. Noterete che la deviazione verticale di picco rimane essenzialmente costante, ma che il diagramma circolare si trasforma in una ellisse, nel senso di frequenze più basse e, nell'altro di frequenze più alte. Al limite, diventerà una linea diagonale a 45° in un senso o nell'altro. Variate la vostra frequenza e misurate il valore di resistenza che ristabilisce il cerchio. Variate anche il condensatore e ripetete il test. Registrate i dati nella Tabella D-6.

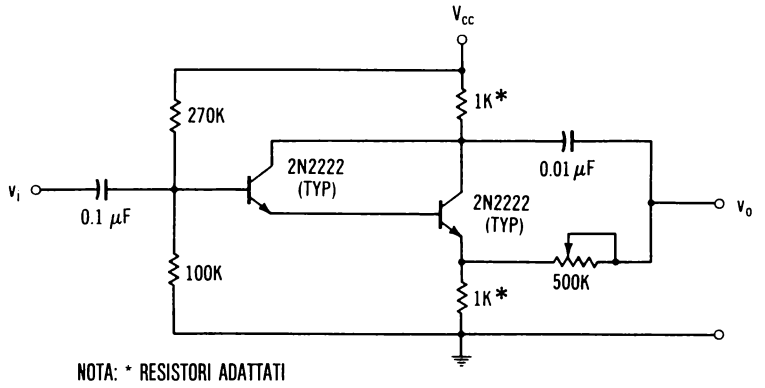


Fig. D-30. Una configurazione di sfasamento Darlington.

I valori si adattano a questa equazione?

$$2\pi fCR = 1 \qquad \text{(Eq. D-7)}$$

I valori dovrebbero soddisfare questa equazione entro le tolleranze dei componenti. Potete usare questa disposizione come mezzo per misurare la capacità? Per misurare la frequenza? Spiegate.

Tabella D-6. Dati per l'Esperimento 8, Passo 5

f				
C				
R				
f				
C				
R				

Conoscendo in modo adeguato due dei tre parametri nell'equazione, potete facilmente misurare il terzo. Resistori di precisione dovrebbero essere usati al posto del potenziometro da 500.000 Ω per questo tipo di misura

Passo 6

La configurazione Darlington può essere usata per fare un eccellente oscillatore a "scala RC" oppure a sfasamento. (Con questa configurazione è meglio avere i terminali di collettore separati sui transistori). Per questa applicazione, potete diminuire la resistenza di emettitore comune a circa 30 Ω appena sufficiente per dare una ragionevole degenerazione. Avete anche bisogno di inversione di fase con questi oscillatori, un guadagno di corrente di almeno 1.000 ed un guadagno di tensione di 35 o più, e questo lo potete ottenere facilmente.

Con questi circuiti sono comunemente usate due configurazioni a scala, come le configurazioni mostrate nella Fig. D-31. Una è basata su una configurazione RC "passa alto" usando condensatori in serie e resistori shunt e l'altra su una configurazione "passa basso" usando resistori in serie e condensatori shunt.

Quest'ultima forma ha vantaggi significativi in quanto tende ad essere più libera di armoniche e può essere usata con un condensatore di sintonia variabile a tre gruppi. Troverete interessante provare entrambe le configurazioni. (Non c'è bisogno di dire che il dispositivo Darlington può essere sostituito da un amplificatore operazionale). Dal momento che la frequenza operativa delle due configurazioni è differente, dovrete usare gli stessi condensatori e resistori nella prima configurazione e poi nell'altra. La vostra scheda senza saldature è ideale per fare il circuito.

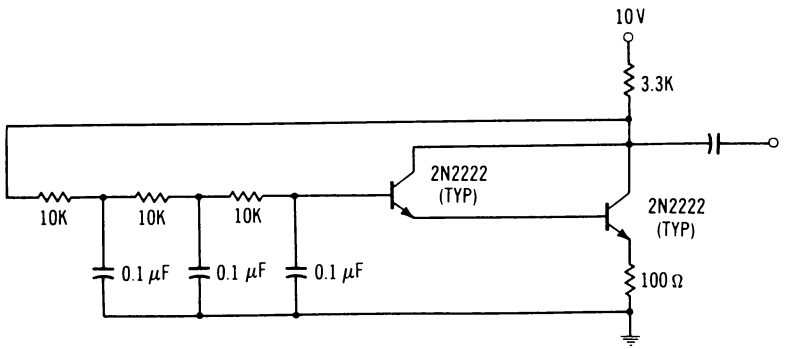


Fig. D-31. Un oscillatore a scala Darlington.

Ogni sezione RC si presume vi dia 60° di sfasamento con questo circuito. Questo non è strettamente vero dal momento che ogni stadio successivo carica il precedente. Ciononostante, l'equazione della frequenza fondamentale prende la forma

$$2\pi fRC = \gamma \qquad \text{(Eq. D-8)}$$

dove,

γ (Gamma) è il valore da determinare.

Dovreste tentare di stimare qual è il valore dopo che avete fatto funzionare il circuito. Potete interrompere il circuito all'ingresso Darlington e usare un oscilloscopio per controllare il guadagno di tensione. Potete controllare lo sfasamento usando un modello Lissajous. Introducete il segnale dell'oscillatore nella base d'ingresso della configurazione attiva e ponete quel segnale anche nell'ingresso orizzontale del vostro oscilloscopio. L'uscita della rete a scala a selezione di frequenza è applicata alle placche di deflessione verticali. Assumiamo che Gamma si trovi tra 0,25 e 4,0, scegliete la vostra frequenza di test in questo modo. Regolate l'oscillatore di test fino a che la presentazione

dell'oscilloscopio è una linea diagonale nei quadranti 1 e 3, assicurandovi che il guadagno oltrepassi l'unità. Poi, chiudete il circuito e vedete quanto è vicina la frequenza di uscita alla frequenza di test! Descrivete e spiegate cosa trovate.

Troverete che con la configurazione a scala di tipo passa basso, il valore di Gamma è di 2,45 approssimativamente, mentre, è di 0,408 con la configurazione a scala di tipo passa-alto. Il valore di amplificazione richiesto dell'amplificatore per iniziare l'amplificazione è − 29 o più. Comunque, *l'amplificazione effettiva di corrente* dovrebbe oltrepassare 1000, mentre il guadagno di corrente deve essere molto grande rispetto a 29. L'ingresso all'amplificatore per quella ragione non deve caricare l'uscita della rete a scala.

APPENDICE E

LA CARATTERIZZAZIONE DEI DISPOSITIVI ATTIVI

Sarete senz'altro a conoscenza che molti dispositivi attivi non sono caratterizzati in un modo che è utile all'utente. Come avete anche visto, ci sono modi per ovviare almeno ad alcune delle limitazioni, questo però non è possibile con tutti. Questa trattazione non pretende di essere estensiva o dettagliata, ma metterà in risalto alcune delle deficienze che esistono per aiutarvi ad evitare i problemi che tali limitazioni possono causare.

TRANSISTORI BIPOLARI

La trattazione in questo libro vi ha forse mostrato abbastanza chiaramente che l'aspetto di primaria importanza rispetto al parametro beta è il valore minimo che probabilmente avrete. Poichè l'efficienza di transconduttanza per i dispositivi bipolari in condizioni di bassa iniezione è approssimativamente l'unità (ma non con alta inizione), alcuni dati e punti critici sono importanti per chi li usa. È anche vitale per chi li usa, qualche indicazione della gamma di valori per le resistenze intrinseche, di emettitore, di base e di collettore, ma in realtà solo i valori di resistenza intrinseca di base sono quotati nei data sheet (specifiche) e poi solo per dispositivi speciali. Ecco perchè è importante trovare cosa fanno questi parametri in un circuito.

Come notato precedentemente, le due frequenze limite sono importanti per chi le usa. La prima di queste è la frequenza sotto la quale si incontra quel rumore in eccesso al rumore termico. Il punto al quale questo diventa veramente significativo per un dato dispositivo può indicare qualcosa sulla probabilità del dispositivo di essere propenso ad una veloce rottura. (Per esempio, i transistori a barriera superficiale avevano valori di f_{nl} molto alti). La seconda frequenza limite può essere stimata dai dati che già esistono. Questa frequenza è probabilmente la più stabile dei parametri del rumore. È provocata dalla granularità del flusso di corrente, ed è una funzione del vero tempo di transito dei portatori minoritari singoli nella regione di base. Sopra questa frequenza, c'è una degradazione della cifra di rumore effettivo per il dispositivo. Anche la probabilità che un multivibratore funzioni ad una velocità al di sopra di questa frequenza è piuttosto piccola. È uno dei parametri fondamentali per un dispositivo. Il suo valore può essere stimato dividendo la frequenza operativa massima per la radice quadrata di beta. Comunque, a causa delle poche informazioni che sono disponibili sul beta e sulla frequenza massima, la stima risultante potrebbe essere distante fino a mezzo ordine di grandezza quando è determinato in questo modo.

TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

I dispositivi FET sono dispositivi a controllo di transconduttanza, ma sono classificati come aventi una gamma di possibili valori di transconduttanza ed una gamma di valori della corrente di drain. Il

fatto che questi valori siano interdipendenti è trascurabile. Come con i dispositivi bipolari la corrente di drain per unità di transconduttanza è relativamente stabile e può essere usata per avvantaggiare sia i progettisti che i tecnici riparatori. (Comunque, ricordate che non è unitaria per i FET). In condizioni normali, l'efficienza di transconduttanza per unità di corrente di questi dispositivi è più verso lo 0,01, con il risultato che hanno significativamente maggiore capacità intrinseca di trattare la potenza rispetto ad un dispositivo bipolare che funziona nello stesso modo. Riportate graficamente la transconduttanza tipica in funzione della corrente d'uscita oppure una traccia del fattore di efficienza in funzione di questa corrente che sarebbe molto prezioso per chi usa il dispositivo.

Mentre la bassa efficienza di transconduttanza nei dispositivi FET è stata attribuita alla resistenza intrinseca di source, appare che il fenomeno è più simile a quello incontrato nei tubi elettronici, con la limitazione che è prima di tutto una conseguenza del flusso non controllato di portatori nel centro del canale e, secondariamente, una conseguenza di una regione di carica spaziale dietro il gate. Questa combinazione agirà sotto molti aspetti, come una resistenza equivalente, ma non come una resistenza *fissa*. La presenza di un tipo di fenomeno di carica spaziale come quello incontrato con i tubi elettronici è la sola spiegazione che può rendere conto delle eccellenti proprietà di coefficiente di rumore in questi dispositivi. I coefficienti di rumore incontrati nella parte a frequenza molto alta dello spettro di frequenza radio sono molto più bassi di quelli che altrimenti ci si potrebbe aspettare. La spiegazione della resistenza intrinseca è anche resa dubbia dalle proprietà dei dispositivi VMOS, poichè la struttura interna di questa configurazione tende a massimizzare l'efficienza del modo di funzionamento a diffusione e conduce a migliori dispositivi FET di potenza.

Per molti anni l'applicazione del dispositivo ad effetto di campo a gate isolato era trattenuto da problemi di fissazione di carica nello strato isolante tra il canale e l'elettrodo gate. Questa cattura condusse a lente derive (drift) nella conduttività di canale e, come risultato, derive nelle caratteristiche operative. Comunque, un problema associato deve essere ancora affrontato. Ed è lo "zapping" dello strato isolante con elettricità statica. I diodi clamping (livellatori) protettivi sono spesso costruiti nel dispositivo per proteggere contro questo problema della elettricità statica, ma il problema può ancora essere incontrato. In breve, *questi dispositivi sono molto delicati* e devono essere trattati con cura.

La frequenza operativa massima di un dispositivo FET è un parametro molto importante per chi li usa. È funzione della lunghezza del canale tra una regione a carica spaziale dietro il gate e la regione di drain. Per scopi pratici, questa regione finisce dove finisce il gate, o dove inizia una regione di drain a conduttività relativamente alta. Oggi, i migliori dispositivi FET ad alta frequenza sono costruiti come dispositivi "verticali" e possono sembrare un po' come i transistori planari con tagliate in essi delle scanalature. Con questi dispositivi, ci sarà una struttura pnp oppure npn e il canale sarà stabilito sul bordo della regione di centro presso il campo di gate, oppure sarà stabilito facendo crescere un ossido leggermente drogato della stessa polarità del source e del drain. Il canale poi si sviluppa contro una regione di "base" e può essere estremamente corto. Il risultato sarà un dispositivo a frequenza estremamente alta. Il dispositivo verticale ha caratteristiche di alta frequenza molto migliori del dispositivo laterale ed è veramente più facile da realizzare.

ALTRI DISPOSITIVI

Con altri tipi di dispositivi attivi, includendo i diodi tunnel e tutti i tipi di tubi elettronici, è critico trovare dei parametri di piccolo segnale indipendenti dalle grandezze scelte. Con i tubi elettronici, per esempio, questi parametri sono transconduttanze. Dovrebbero essere presentati in termini della corrente di uscita, proprio come con i transistori bipolari e ad effetto di campo. È vitale che questa relazione sia conosciuta nei termini delle tensioni corrette come anche delle correnti. Con i tubi triodi, come con i transistori, l'esatta tensione è la tensione di uscita. Con i tubi tetrodi e pentodi, l'esatta tensione è la tensione di schermo. In questo ultimo caso, la tensione di placca (anodica) dovrebbe superare la tensione di schermo al punto di corrente massima attraverso il tubo.

Può essere anticipato che tutti i dispositivi a due porte allo stato solido seguiranno questa stessa serie fondamentale di regole come i transistori ed i tubi e potete usarli in modo sicuro configurando un circuito per il loro uso. Inoltre, l'efficienza di transconduttanza per unità di corrente definisce la tensione di uscita, oppure nel caso dei tubi tetrodi e pentodi, la tensione di controllo ausiliario

applicato allo schermo. In ogni caso, la tensione critica dovrebbe essere scelta quanto più piccola possibile se esegue sia le richieste condizioni operative che la moderata dissipazione di potenza. Se non è soddisfacente, allora è richiesto un diverso dispositivo. Il reciproco della efficienza di transconduttanza dà un buon punto d'inizio per stabilire la richiesta tensione di segnale di controllo oppure la richiesta tensione di alimentazione di uscita.

PARAMETRI PER DISPOSITIVI DI COMMUTAZIONE

Con questi dispositivi, i punti di commutazione ed i punti di conservazione della tensione e della corrente sono i punti critici. Le curve tipiche sono a volte adeguate con i dispositivi SCR, particolarmente se sono integrate con informazioni dettagliate che indicano la loro abilità a sopportare alte velocità di commutazione. Con un dispositivo come l'SCS, che ha due terminali di controllo, ci sarà una condizione di commutazione per l'uso con un gate con l'altro gate che non funziona ed anche, condizioni di commutazione per l'uso con entrambi i gate. Spesso i dati sono piuttosto scarsi per molte di queste applicazioni, oltre il fatto che possono essere usati per applicazioni speciali. Con ognuno di questi dispositivi, è probabilmente saggio eseguire le prove usando un campione piuttosto grande del dispositivo scelto per essere sicuri che sia possibile il funzionamento corretto. Inoltre, il costruttore di un dispositivo critico dovrebbe essere consultato per assicurare che non stiate eccedendo qualche caratteristica che il costruttore non pensa di mantenere. Le specifiche dei data sheet frequentemente sono insufficienti per assicurare il funzionamento desiderato.

Lo scopo di questo libro è di aiutare hobbisti, dilettanti, sperimentatori ed ingegneri, le cui principali attività sono diverse dall'elettronica, a sviluppare in modo autonomo la comprensione e l'uso dei circuiti elettronici. Questo li metterà nella condizione di raggiungere una certa confidenza con i transistori e i dispositivi attinenti, assicurando loro i risultati desiderati.

Ma soprattutto, il fine ultimo del volume è quello di fornire spiegazioni semplici, ma valide, del modo in cui lavorano i dispositivi allo stato solido, sul come dovrebbero essere usati, sul come e in che modo vanno controllati i circuiti elettronici.

Per consolidare queste spiegazioni vengono utilizzati esperimenti che possono essere realizzati dal lettore stesso.

Con questo in mente, si troveranno spazi per i calcoli e commenti, schede tabulari e grafiche, che possono essere utilizzati per registrare e/o tracciare i dati ottenuti.

Speriamo che la maggior parte dei lettori abbia piacere di "sporcarsi" le mani costruendo almeno alcuni dei lavori proposti (l'esperienza si può dimostrare molto utile), e che questo libro li stimoli, e costituisca la base, all'approfondimento dell'elettronica.

L. 30.000

Cod. 205A ISBN88-7056-125-9

GRUPPO
EDITORIALE
JACKSON

Dr. Keats
A. Pullen, Jr.

MANUALE PRATICO DI PROGETTAZIONE ELETTRONICA

69